TELEFUNKEN
LABORBUCH

FÜR ENTWICKLUNG,
WERKSTATT UND SERVICE

Band 3

TELEFUNKEN LABORBUCH

FÜR ENTWICKLUNG,
WERKSTATT UND SERVICE

BAND 3

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

Verlagsausgabe des TELEFUNKEN-

Laborbuches für Röhren und Halbleiter

BAND 3

2. Ausgabe 1966

Herausgeber: TELEFUNKEN AG
Fachbereiche Röhren / Halbleiter, Ulm/Donau

Eine Gewähr dafür, daß die im TELEFUNKEN-LABORBUCH beschriebenen Schaltungen, Geräte und Verfahren frei von Schutzrechtsansprüchen sind, kann nicht übernommen werden.

Alle Rechte, insbesondere das Recht der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Nachdruck und photomechanische Wiedergabe nur mit ausdrücklicher Genehmigung des Herausgebers.

Copyright 1963 by TELEFUNKEN AG, Ulm/Donau

Klischeezeichnungen: E. Piechowiak · H. Klawuhn · G. Hermentz

Druck: Brüder Hartmann, Berlin Printed in Western Germany

Das TELEFUNKEN-Laborbuch

Was ist es?

Eine Zusammenfassung der drei in den Röhrentaschenbüchern 1961, 1962 und 1963 enthaltenen Anhänge. Die Einzelaufsätze wurden zu diesem Zweck gründlich überarbeitet oder neu gestaltet, um letzte Ergebnisse der sich stetig entwickelnden Technik berücksichtigen zu können.

Wie entstand es?

Aus der Zusammenarbeit vieler Laboringenieure. Sie steuerten die Resultate eigener theoretischer Überlegungen, experimenteller Arbeiten bei. Sie bemühten sich, Bekanntes, aber nicht immer Gegenwärtiges in eine zwar gedrängte, trotzdem übersichtliche und leicht verständliche Form zu bringen.

Kurz, sie wollten die trockenen Datentabellen der aktiven Bauelemente, also der Röhren und Halbleiter, durch Hinweise auf ihre Anwendung und die dazu notwendigen Grundlagen lebendig machen.

Was will es sein?

Ein Hilfsmittel für Labor, Werkstatt und Unterricht. Es will in gleicher Weise Anregungen für die Lösung spezieller Schaltaufgaben vermitteln wie auch Auskunft geben auf manche wichtige Frage der vielfältigen

Hochfrequenz- und Nachrichten-Technik,
Elektronik sowie der Elektro-Akustik.

Selbst aus der Laborpraxis entstanden, sei es ein Helfer für die Praxis in Labor und Werkstatt!

Inhalt

Seite

Funktionen von n 7

Winkelfunktionen
sowie Potenzen von Sinus und Cosinus 11

Tafel der Briggschen Logarithmen 15

Tafel der natürlichen Logarithmen 18

Vollständige Leitwert-Matrix eines Dreipols 21

Begriffe der Fehlerrechnung 29

Stichproben 34

Negative Zahlenwerte in Kennliniendarstellungen 47

Das Anschreiben von Gleichungen 52

Zählrichtungen für Ströme und Spannungen 56

Umformen von Determinanten 67

Umrechnen zwischen Serien- und Parallelschaltung
von Realteil und Imaginärteil
einer Impedanz bzw. Admittanz 69

Schaltalgebra, eine Einführung 72

Austrittsarbeit 91

Ionisierungsspannung 91

Elektrothermische Spannungsreihe 92

Elektrochemische Spannungsreihe 92

Naturkonstanten (Physikalische Konstanten) 93

Physikalische Eigenschaften von Germanium und Silizium ... 94

Fernseh-Bereiche und -Kanäle 96

Seite

Generator als Ersatz-Spannungsquelle
bzw. Ersatz-Stromquelle 98
Daten der NF-Signalquellen 106
Leistungsverstärkungen 109
Feldstärke und Dipolspannung 111
Steilheits-Begriffe 113
Rauschströme und Rauschspannungen 117
Rauschende lineare Vierpole 122
Das Rauschen einer Triodenstufe 131
Das Rauschen einer Pentodenstufe 146
Messung der Rauschzahl eines Vierpols 154
Einfluß der Betriebswerte auf die Lebensdauer der Röhren
2 C 39 A und 2 C 39 BA 161
PC 88, Pico-9-Röhre für 400 ... 1000 MHz 164
Störspannungs- und Störstrahlungsmessungen
an Rundfunk- und Fernsehempfängern 168
Gittervorspannung durch Gitterableitwiderstand erzeugt ... 175
Anzeigeröhre EAM 86 und Anwendungsbeispiele 182
Anzeigeröhre EM 87 188
EM 87 als Anzeigeröhre in einem Schwebungsnullanzeiger
und Signalverfolger 191
EM 87 als Anzeigeröhre in einem Windungsschlußprüfer 194
Bemessung des Vertikal-Ausgangstransformators
für PCL 85 mit der Ablenkeinheit AE 62/4 196
Impuls-Abtrennschaltung mit der ECH 84 207
Sinus-Generatorschaltungen mit der ECH 84 214
Einkanal-NF-Verstärker mit der ECL 86 224
Anwendungsbeispiele für die Vierstrecken-
Spannungsstabilisator-Röhre ZZ 1030 (STV 500/0,1) 229

Seite

Photoelektronische Bauelemente 234
Bestimmung der Transistor-Vierpolparameter für HF bis etwa 30 MHz 240
Referenz-Dioden (Zener-Dioden) 250
Scharfabstimmung mit BA 101 im UHF-Tuner 263
Quarz-Oszillatorschaltungen mit Transistoren 267
AM-Empfänger mit nur zwei Transistoren im HF-Teil 273
Transistor-AM-Empfänger mit ZF-Verstärker in Basisschaltung 283
Subminiatur-Transistoren AF 128 und AC 129 in einem Kleinempfänger 291
Tabelle für NF-Gegentakt-B-Endstufen mit Transistoren 296
Transistor-NF-Verstärker mit umschaltbarer Ausgangsleistung max. 0,4 W bzw. 1,8 W 300
Vertikal-Ablenkschaltung mit Transistoren für 110°-Fernsehbildröhren 305
Magnetton-Verstärker und Löschgenerator mit Transistoren 313
Gesichtspunkte für den Entwurf von Gleichspannungswandlern 322
Eintakt-Gleichspannungswandler mit Parallel-Resonanzkreis als Energiespeicher 329
Gegentakt-Gleichspannungswandler 333
Gegentakt-Gleichspannungswandler in Verbindung mit Stabilisator 347

Stichwörter-Verzeichnis für TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I ... III 353

Inhalts-Verzeichnis nach Sachgebieten für TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I ... III 379

Funktionen von n

n	n^2	n^3	$\sqrt{n}$	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1000}{n}$	$\pi \cdot n$	$\frac{\pi \cdot n^2}{4}$	n
1	1	1	1,0000	1,0000	1000,00	3,142	0, 785	1
2	4	8	1,4142	1,2599	500,00	6,283	3, 142	2
3	9	27	1,7321	1,4422	333,33	9,425	7, 069	3
4	16	64	2,0000	1,5874	250,00	12,566	12, 566	4
5	25	125	2,2361	1,7100	200,00	15,708	19, 635	5
6	36	216	2,4495	1,8171	166,67	18,850	28, 274	6
7	49	343	2,6458	1,9129	142,86	21,991	38, 485	7
8	64	512	2,8284	2,0000	125,00	25,133	50, 266	8
9	81	729	3,0000	2,0801	111,11	28,274	63, 617	9
10	100	1 000	3,1623	2,1544	100,00	31,416	78, 540	**10**
11	121	1 331	3,3166	2,2240	90,909	34,558	95, 033	11
12	144	1 728	3,4641	2,2894	83,333	37,699	113, 10	12
13	169	2 197	3,6056	2,3513	76,923	40,841	132, 73	13
14	196	2 744	3,7417	2,4101	71,429	43,982	153, 94	14
15	225	3 375	3,8730	2,4662	66,667	47,124	176, 72	15
16	256	4 096	4,0000	2,5198	62,500	50,265	201, 06	16
17	289	4 913	4,1231	2,5713	58,823	53,407	226, 98	17
18	324	5 832	4,2426	2,6207	55,555	56,549	254, 47	18
19	361	6 859	4,3589	2,6684	52,631	59,690	283, 53	19
20	400	8 000	4,4721	2,7144	50,000	62,832	314, 16	**20**
21	441	9 261	4,5826	2,7589	47,619	65,973	346, 36	21
22	484	10 648	4,6904	2,8020	45,455	69,115	380, 13	22
23	529	12 167	4,7958	2,8439	43,478	72,257	415, 48	23
24	576	13 824	4,8990	2,8845	41,667	75,398	452, 39	24
25	625	15 625	5,0000	2,9240	40,000	78,540	490, 87	25
26	676	17 576	5,0990	2,9625	38,462	81,681	530, 93	26
27	729	19 683	5,1962	3,0000	37,037	84,823	572, 56	27
28	784	21 952	5,2915	3,0366	35,714	87,965	615, 75	28
29	841	24 389	5,3852	3,0723	34,483	91,106	660, 52	29
30	900	27 000	5,4772	3,1072	33,333	94,248	706, 86	**30**

n	n^2	n^3	$\sqrt{n}$	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1000}{n}$	$\pi \cdot n$	$\frac{\pi \cdot n^2}{4}$	n
30	900	27 000	5,4772	3,1072	33,333	94,248	706, 86	30
31	961	29 791	5,5678	3,1414	32,258	97,389	754, 77	31
32	1 024	32 768	5,6569	3,1748	31,250	100,531	804, 25	32
33	1 089	35 937	5,7446	3,2075	34,965	103,673	855, 30	33
34	1 156	39 304	5,8310	3,2396	29,412	106,814	907, 92	34
35	1 225	42 875	5,9161	3,2711	28,571	109,956	962, 11	35
36	1 296	46 656	6,0000	3,3019	27,778	113,097	1 017, 9	36
37	1 369	50 653	6,0828	3,3322	27,027	116,239	1 075, 2	37
38	1 444	54 872	6,1644	3,3620	26,316	119,381	1 134, 1	38
39	1 521	59 319	6,2450	3,3912	25,641	122,522	1 194, 6	39
40	1 600	64 000	6,3246	3,4200	25,000	125,66	1 256, 6	40
41	1 681	68 921	6,4031	3,4482	24,390	128,81	1 320, 3	41
42	1 764	74 088	6,4807	3,4760	23,810	131,95	1 385, 4	42
43	1 849	79 507	6,5574	3,5034	23,256	135,09	1 452, 2	43
44	1 936	85 184	6,6332	3,5303	22,727	138,23	1 520, 5	44
45	2 025	91 125	6,7082	3,5569	22,222	141,37	1 590, 4	45
46	2 116	97 336	6,7823	3,5830	21,739	144,51	1 661, 9	46
47	2 209	103 823	6,8557	3,6088	21,277	147,65	1 734, 9	47
48	2 304	110 592	6,9282	3,6342	20,833	150,80	1 809, 6	48
49	2 401	117 649	7,0000	3,6593	20,408	153,94	1 885, 7	49
50	2 500	125 000	7,0711	3,6840	20,000	157,08	1 963, 5	50
51	2 601	132 651	7,1414	3,7084	19,608	160,22	2 042, 8	51
52	2 704	140 608	7,2111	3,7325	19,231	163,36	2 123, 7	52
53	2 809	148 877	7,2801	3,7563	18,868	166,50	2 206, 2	53
54	2 916	157 464	7,3485	3,7798	18,519	169,65	2 290, 2	54
55	3 025	166 375	7,4162	3,8030	18,182	172,79	2 375, 8	55
56	3 136	175 616	7,4833	3,8259	17,857	175,93	2 463, 0	56
57	3 249	185 193	7,5498	3,8485	17,544	179,07	2 551, 8	57
58	3 364	195 112	7,6158	3,8709	17,241	182,21	2 642, 1	58
59	3 481	205 379	7,6811	3,8930	16,949	185,35	2 734, 0	59
60	3 600	216 000	7,7460	3,9149	16,667	188,50	2 827, 4	60

n	n^2	n^3	$\sqrt{n}$	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1000}{n}$	$\pi \cdot n$	$\frac{\pi \cdot n^2}{4}$	n
60	3 600	216 000	7,7460	3,9149	16,667	188,50	2 827,4	**60**
61	3 721	226 981	7,8102	3,9365	16,393	191,64	2 922,5	61
62	3 844	238 328	7,8740	3,9579	16,129	194,78	3 019,1	62
63	3 969	250 047	7,9373	3,9791	15,873	197,92	3 117,3	63
64	4 096	262 144	8,0000	4,0000	15,625	201,06	3 217,0	64
65	4 225	274 625	8,0623	4,0207	15,385	204,20	3 318,3	65
66	4 356	287 496	8,1240	4,0412	15,151	207,35	3 421,2	66
67	4 489	300 763	8,1854	4,0615	14,925	210,49	3 525,7	67
68	4 624	314 432	8,2462	4,0817	14,706	213,63	3 631,7	68
69	4 761	328 309	8,3066	4,1016	14,493	216,77	3 739,3	69
70	4 900	343 000	8,3666	4,1213	14,286	219,91	3 848,5	**70**
71	5 041	357 911	8,4261	4,1408	14,085	223,05	3 959,2	71
72	5 184	373 248	8,4853	4,1602	13,889	226,19	4 071,5	72
73	5 329	389 017	8,5440	4,1793	13,699	229,34	4 185,4	73
74	5 476	405 224	8,6023	4,1983	13,514	232,48	4 300,8	74
75	5 625	421 875	8,6603	4,2172	13,333	235,62	4 417,9	75
76	5 776	438 976	8,7178	4,2358	13,158	238,76	4 536,5	76
77	5 929	456 533	8,7750	4,2543	12,987	241,90	4 656,6	77
78	6 084	474 552	8,8318	4,2727	12,820	245,04	4 778,4	78
79	6 241	493 039	8,8882	4,2908	12,658	248,19	4 901,7	79
80	6 400	512 000	8,9443	4,3089	12,500	251,33	5 026,6	**80**
81	6 561	531 441	9,0000	4,3267	12,346	254,47	5 153,0	81
82	6 724	551 368	9,0554	4,3445	12,195	257,61	5 281,0	82
83	6 889	571 787	9,1104	4,3621	12,048	260,75	5 410,6	83
84	7 056	592 704	9,1652	4,3795	11,905	263,89	5 541,8	84
85	7 225	614 125	9,2195	4,3968	11,765	267,04	5 674,5	85
86	7 396	636 056	9,2736	4,4140	11,628	270,18	5 808,8	86
87	7 569	658 503	9,3274	4,4310	11,494	273,32	5 944,7	87
88	7 744	681 472	9,3808	4,4480	11,364	276,46	6 082,1	88
89	7 921	704 969	9,4340	4,4647	11,236	279,60	6 221,1	89
90	8 100	729 000	9,4868	4,4814	11,111	282,74	6 361,7	**90**

n	n^2	n^3	$\sqrt{n}$	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1000}{n}$	$\pi \cdot n$	$\frac{\pi \cdot n^2}{4}$	n
90	8 100	729 000	9,4868	4,4814	11,111	282,74	6 361,7	**90**
91	8 281	753 571	9,5394	4,4979	10,989	285,88	6 503,9	91
92	8 464	778 688	9,5917	4,5144	10,870	289,03	6 647,6	92
93	8 649	804 357	9,6437	4,5307	10,753	292,17	6 792,9	93
94	8 836	830 584	9,6954	4,5468	10,638	295,31	6 939,8	94
95	9 025	857 375	9,7468	4,5629	10,526	298,45	7 088,2	95
96	9 216	884 736	9,7980	4,5789	10,417	301,59	7 238,2	96
97	9 409	912 673	9,8489	4,5947	10,309	304,73	7 389,8	97
98	9 604	941 192	9,8995	4,6104	10,204	307,88	7 543,0	98
99	9 801	970 299	9,9499	4,6261	10,101	311,02	7 697,7	99
100	10 000	1 000 000	10,0000	4,6416	10,000	314,16	7 854,0	**100**
101	10 201	1 030 301	10,0499	4,6570	9,9010	317,30	8 011,9	101
102	10 404	1 061 208	10,0995	4,6723	9,8039	320,44	8 171,3	102
103	10 609	1 092 727	10,1489	4,6875	9,7087	323,58	8 332,3	103
104	10 816	1 124 864	10,1980	4,7027	9,6154	326,73	8 494,9	104
105	11 025	1 157 625	10,2470	4,7177	9,5238	329,87	8 659,6	105
106	11 236	1 191 016	10,2956	4,7326	9,4340	333,01	8 824,7	106
107	11 449	1 225 043	10,3441	4,7475	9,3458	336,15	8 992,0	107
108	11 664	1 259 712	10,3923	4,7622	9,2593	339,29	9 160,9	108
109	11 881	1 295 029	10,4403	4,7769	9,1743	342,43	9 331,3	109
110	12 100	1 331 000	10,4881	4,7914	9,0909	345,58	9 503,3	**110**
111	12 321	1 367 631	10,5357	4,8059	9,0090	348,72	9 676,9	111
112	12 544	1 404 928	10,5830	4,8203	8,9286	351,86	9 852,0	112
113	12 769	1 442 897	10,6301	4,8346	8,8496	355,00	10 029	113
114	12 996	1 481 544	10,6771	4,8488	8,7719	358,14	10 207	114
115	13 225	1 520 875	10 7238	4,8629	8,6957	361,28	10 387	115
116	13 456	1 560 896	10,7703	4,8770	8,6207	364,42	10 568	116
117	13 689	1 601 613	10,8167	4,8910	8,5470	367,57	10 751	117
118	13 924	1 643 032	10,8628	4,9049	8,4746	370,71	10 936	118
119	14 161	1 685 159	10,9087	4,9187	8,4034	373,85	11 122	119
120	14 400	1 728 000	10,9545	4,9324	8,3333	376,99	11 310	**120**

Winkelfunktionen sowie Potenzen von Sinus und Cosinus

$\varphi°$	φ Bogen	$\sin\varphi$	$\sin^2\varphi$	$\sin^3\varphi$	$\cos\varphi$	$\cos^2\varphi$	$\cos^3\varphi$	$\tan\varphi$	$\cot\varphi$
0°	0	0	0	0	1,000	1,000	1,000	0	∞
5°	0,0873	0,0872	0,0076	0,00066	0,996	0,992	0,988	0,0875	11,43
10°	0,1745	0,1736	0,0302	0,00523	0,985	0,970	0,955	0,176	5,671
15°	0,2618	0,259	0,067	0,0173	0,966	0,933	0,901	0,268	3,732
20°	0,3491	0,342	0,117	0,0400	0,940	0,883	0,829	0,364	2,748
25°	0,4363	0,423	0,178	0,0757	0,906	0,821	0,744	0,466	2,145
30°	0,5236	0,500	0,250	0,1250	0,866	0,750	0,649	0,577	1,732
35°	0,6109	0,574	0,329	0,189	0,819	0,670	0,549	0,700	1,428
40°	0,6981	0,643	0,413	0,265	0,766	0,587	0,451	0,839	1,192
45°	0,7854	0,707	0,500	0,354	0,707	0,500	0,354	1,000	1,000
50°	0,8727	0,766	0,587	0,451	0,643	0,413	0,265	1,192	0,839
55°	0,9599	0,819	0,670	0,549	0,574	0,329	0,189	1,428	0,700
60°	1,0472	0,866	0,750	0,649	0,500	0,250	0,125	1,732	0,577
65°	1,1344	0,906	0,821	0,744	0,423	0,178	0,0757	2,145	0,466
70°	1,2217	0,940	0,883	0,829	0,342	0,117	0,0400	2,748	0,364
75°	1,3090	0,966	0,933	0,901	0,259	0,067	0,0173	3,732	0,268
80°	1,3962	0,985	0,970	0,955	0,1736	0,0302	0 00523	5,671	0,176
85°	1,4835	0,996	0,992	0,988	0,0872	0,0076	0,00066	11,43	0,0875
90°	1,5708	1,000	1,000	1,000	0	0	0	∞	0
95°	1,6581	0,996	0,992	0,988	−0,0872	0,0076	−0,00066	−11,43	−0,0875
100°	1,7453	0,985	0,970	0,955	−0,1736	0,0302	−0,00523	−5,671	−0,176
105°	1,8326	0,966	0,933	0,901	−0,259	0,067	−0,0173	−3,732	−0,268
110°	1,9199	0,940	0,883	0,829	−0,342	0,117	−0,0400	−2,748	−0,364

$\varphi°$	φ Bogen	sin φ	$\sin^2\varphi$	$\sin^3\varphi$	cos φ	$\cos^2\varphi$	$\cos^3\varphi$	tan φ	cot φ
115°	2,0071	0,906	0,821	0,744	−0,423	0,178	−0,0757	−2,145	−0,466
120°	2,0944	0,866	0,750	0,649	−0,500	0,250	−0,125	−1,732	−0,577
125°	2,1817	0,819	0,670	0,549	−0,574	0,329	−0,189	−1,428	−0,700
130°	2,2689	0,766	0,587	0,451	−0,643	0,413	−0,265	−1,192	−0,839
135°	2,3562	0,707	0,500	0,354	−0,707	0,500	−0,354	−1,000	−1,000
140°	2,4435	0,643	0,413	0,265	−0,766	0,587	−0,451	−0,839	−1,192
145°	2,5307	0,574	0,329	0,189	−0,819	0,670	−0,549	−0,700	−1,428
150°	2,6180	0,500	0,250	0,1250	−0,866	0,750	−0,649	−0,577	−1,732
155°	2,7053	0,423	0,178	0,0757	−0,906	0,821	−0,744	−0,466	−2,145
160°	2,7925	0,342	0,117	0,0400	−0,940	0,883	−0,829	−0,364	−2,748
165°	2,8798	0,259	0,067	0,0173	−0,966	0,933	−0,901	−0,268	−3,732
170°	2,9671	0,1736	0,0302	0,00523	−0,985	0,970	−0,955	−0,176	−5,671
175°	3,0543	0,0872	0,0076	0,00066	−0,996	0,992	−0,988	−0,0875	−11,43
180°	3,1416	0	0	0	−1,000	1,000	−1,000	0	∞
185°	3,229	−0,0872	0,0076	−0,00066	−0,996	0,992	−0,988	0,0875	11,43
190°	3,316	−0,1736	0,0302	−0,00523	−0,985	0,970	−0,955	0,176	5,671
195°	3,403	−0,259	0,067	−0,0173	−0,966	0,933	−0,901	0,268	3,732
200°	3,491	−0,342	0,117	−0,0400	−0,940	0,883	−0,829	0,364	2,748
205°	3,578	−0,423	0,178	−0,0757	−0,906	0,821	−0,744	0,466	2,145
210°	3,665	−0,500	0,250	−0,1250	−0,866	0,750	−0,649	0,577	1,732
215°	3,752	−0,574	0,329	−0,189	−0,819	0,670	−0,549	0,700	1,428
220°	3,840	−0,643	0,413	−0,265	−0,766	0,587	−0,451	0,839	1,192
225°	3,927	−0,707	0,500	−0,354	−0,707	0,500	−0,354	1,000	1,000
230°	4,014	−0,766	0,587	−0,451	−0,643	0,413	−0,265	1,192	0,839
235°	4,102	−0,819	0,670	−0,549	−0,574	0,329	−0,189	1,428	0,700

Bogenmaß (rad) für 0° ... 4,9°

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,°	0	0,0017	0,0035	0,0052	0,0070	0,0087	0,0105	0,0122	0,0140	0,0157
1,°	0,0175	0,0192	0,0209	0,0227	0,0244	0,0262	0,0279	0,0297	0,0314	0,0332
2,°	0,0349	0,0366	0,0384	0,0401	0,0419	0,0436	0,0454	0,0471	0,0489	0,0506
3,°	0,0524	0,0541	0,0558	0,0576	0,0593	0,0611	0,0628	0,0646	0,0663	0,0681
4,°	0,0698	0,0715	0,0733	0,0750	0,0768	0,0785	0,0803	0,0820	0,0838	0,0855

$\varphi°$	φ Bogen	sin φ	$\sin^2\varphi$	$\sin^3\varphi$	cos φ	$\cos^2\varphi$	$\cos^3\varphi$	tan φ	cot φ
240°	4,189	—0,866	0,750	—0,649	—0,500	0,250	—0,125	1,732	0,577
245°	4,276	—0,906	0,821	—0,744	—0,423	0,178	—0,0757	2,145	0,466
250°	4,363	—0,940	0,833	—0,829	—0,342	0,117	—0,0400	2,748	0,364
255°	4,451	—0,966	0,933	—0,901	—0,259	0,0670	—0,0173	3,732	0,268
260°	4,538	—0,985	0,970	—0,955	—0,1736	0,0302	—0,0523	5,671	0,176
265°	4,625	—0,996	0,992	—0,988	—0,0872	0,0076	—0,00066	11,43	0,0875
270°	4,712	—1,000	1,000	—1,000	0	0	0	∞	0
275°	4,800	—0,996	0,992	—0,988	0,0872	0,0076	0,00066	—11,43	—0,0875
280°	4,887	—0,985	0,970	—0,955	0,1736	0,0302	0,0523	—5,671	—0,176
285°	4,974	—0,966	0,933	—0,901	0,259	0,0670	0,0173	—3,732	—0,268
290°	5,061	—0,940	0,833	—0,829	0,342	0,117	0,0400	—2,748	—0,364
295°	5,149	—0,906	0,821	—0,744	0,423	0,178	0,0757	—2,145	—0,466
300°	5,236	—0,866	0,750	—0,649	0,500	0,250	0,125	—1,732	—0,577
305°	5,323	—0,819	0,670	—0,549	0,574	0,329	0,189	—1,428	—0,700
310°	5,411	—0,766	0,587	—0,451	0,643	0,413	0,265	—1,192	—0,839
315°	5,498	—0,707	0,500	—0,354	0,707	0,500	0,354	—1,000	—1,000
320°	5,585	—0,643	0,413	—0,265	0,766	0,587	0,451	—0,839	—1,192
325°	5,672	—0,574	0,329	—0,189	0,819	0,670	0,549	—0,700	—1,428
330°	5,760	—0,500	0,250	—0,1250	0,866	0,750	0,649	—0,577	—1,732
335°	5,847	—0,423	0,178	—0,0757	0,906	0,821	0,744	—0,466	—2,145
340°	5,934	—0,342	0,117	—0,0400	0,940	0,883	0,829	—0,364	—2,748
345°	6,021	—0,259	0,067	—0,0173	0,966	0,933	0,901	—0,268	—3,732
350°	6,109	—0,1736	0,0302	—0,00523	0,985	0,970	0,955	—0,176	—5,671
355°	6,196	—0,0872	0,0076	—0,00066	0,996	0,992	0,988	—0,0875	—11,43
360°	6,283	0	0	0	1,000	1,000	1,000	0	∞

Bogenmaß (rad) für 0′ . . . 59′

	0′	1′	2′	3′	4′	5′	6′	7′	8′	9′
0	0	0,0003	0,0005	0,0009	0,0012	0,0015	0,0017	0,0020	0,0023	0,0026
1	0,0029	0,0032	0,0035	0,0038	0,0041	0,0044	0,0047	0,0049	0,0052	0,0055
2	0,0058	0,0061	0,0064	0,0067	0,0070	0,0073	0,0076	0,0079	0,0081	0,0084
3	0,0087	0,0090	0,0093	0,0096	0,0099	0,0102	0,0105	0,0108	0,0111	0,0113
4	0,0116	0 0119	0,0122	0,0125	0,0128	0,0131	0,0134	0,0137	0,0140	0,0143
5	0,0145	0,0148	0,0151	0,0154	0,0157	0,0160	0,0163	0,0166	0,0169	0,0172

Beispiel 1:

gegeben ist 33 ° 48'

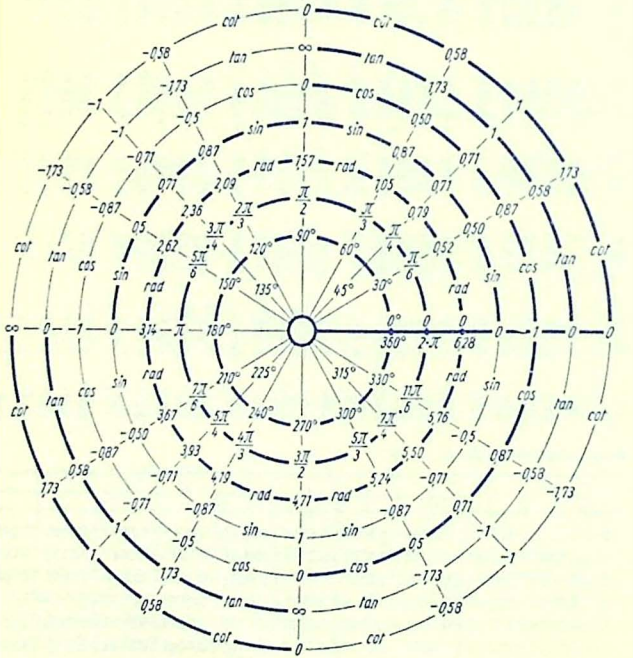
Dazu gehört im Bogenmaß	für 30°	0,5236 rad
	für 3°	0,0524 rad
	für 48'	0,0140 rad
		0,5900 rad

Beispiel 2:

gegeben ist 1,6665 rad

Dazu nächst niedrige Zahl	1,6581 rad	für 95°
Rest	0,0084 rad	für 29'
Das bedeutet	95° 29'	

Das nachstehende Bild zeigt Werte der in den Tabellen angegebenen Funktionen für einige bestimmte Winkel zwischen 0... 360°. Dick eingezeichnete Kreisbögen kennzeichnen die Bereiche, in denen die Werte der Funktionen positiv sind.



Tafel der Briggsschen Logarithmen

Der Potenzwert ist der jeweilige Numerus. Die Spalten 0...9 enthalten hierzu die Mantissen. Vor die Mantissen ist 0, zu setzen. Damit hat man die Exponenten zur Basis 10 für die Potenzen 1...9,99. Potenzwerte, die kleiner sind als 1 oder größer als 10, zerlegt man in zwei Faktoren, von denen der eine in der Tabelle enthalten ist und der andere durch eine Zehnerpotenz dargestellt wird.

Beispiele: $\lg 247 = \lg 100 + \lg 2{,}47 = 2 + 0{,}3927 = 2{,}3927$

$\lg 0{,}018 = \lg 0{,}01 + \lg 1{,}8 = -2 + 0{,}2553 = -1{,}7447$

Potenzwert	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1,00	0000	0004	0009	0013	0017	0022	0026	0030	0035	0039
1,01	0043	0048	0052	0056	0060	0065	0069	0073	0077	0082
1,02	0086	0090	0095	0099	0103	0107	0111	0116	0120	0124
1,03	0128	0133	0137	0141	0145	0149	0154	0158	0162	0166
1,04	0170	0175	0179	0183	0187	0191	0195	0199	0204	0208
1,05	0212	0216	0220	0224	0228	0233	0237	0241	0245	0249
1,06	0253	0257	0261	0265	0269	0273	0278	0282	0286	0290
1,07	0294	0298	0302	0306	0310	0314	0318	0322	0326	0330
1,08	0334	0338	0342	0346	0350	0354	0358	0362	0366	0370
1,09	0374	0378	0382	0386	0390	0394	0398	0402	0406	0410
1,10	0414	0418	0422	0426	0430	0434	0438	0441	0445	0449
1,1	0414	0453	0492	0531	0569	0607	0645	0682	0719	0755
1,2	0792	0828	0864	0899	0934	0969	1004	1038	1072	1106
1,3	1139	1173	1206	1239	1271	1303	1335	1367	1399	1430
1,4	1461	1492	1523	1553	1584	1614	1644	1673	1703	1732
1,5	1761	1790	1818	1847	1875	1903	1931	1959	1987	2014
1,6	2041	2068	2095	2122	2148	2175	2201	2227	2253	2279
1,7	2304	2330	2355	2380	2405	2430	2455	2480	2504	2529
1,8	2553	2577	2601	2625	2648	2672	2695	2718	2742	2765
1,9	2788	2810	2833	2856	2878	2900	2923	2945	2967	2989
2,0	3010	3032	3054	3075	3096	3118	3139	3160	3181	3201
2,1	3222	3243	3263	3284	3304	3324	3345	3365	3385	3404
2,2	3424	3444	3464	3483	3502	3522	3541	3560	3579	3598
2,3	3617	3636	3655	3674	3692	3711	3729	3747	3766	3784
2,4	3802	3820	3838	3856	3874	3892	3909	3927	3945	3962
2,5	3979	3997	4014	4031	4048	4065	4082	4099	4116	4133
2,6	4150	4166	4183	4200	4216	4232	4249	4265	4281	4298
2,7	4314	4330	4346	4362	4378	4393	4409	4425	4440	4456
2,8	4472	4487	4502	4518	4533	4548	4564	4579	4594	4609
2,9	4624	4639	4654	4669	4683	4698	4713	4728	4742	4757

Potenz-wert	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
3,0	4771	4786	4800	4814	4829	4843	4857	4871	4886	4900
3,1	4914	4928	4942	4955	4969	4983	4997	5011	5024	5038
3,2	5051	5065	5079	5092	5105	5119	5132	5145	5159	5172
3,3	5185	5198	5211	5224	5237	5250	5263	5276	5289	5302
3,4	5315	5328	5340	5353	5366	5378	5391	5403	5416	5428
3,5	5441	5453	5465	5478	5490	5502	5514	5527	5539	5551
3,6	5563	5575	5587	5599	5611	5623	5635	5647	5658	5670
3,7	5682	5694	5705	5717	5729	5740	5752	5763	5775	5786
3,8	5798	5809	5821	5832	5843	5855	5866	5877	5888	5899
3,9	5911	5922	5933	5944	5955	5966	5977	5988	5999	6010
4,0	6021	6031	6042	6053	6064	6075	6085	6096	6107	6117
4,1	6128	6138	6149	6160	6170	6180	6191	6201	6212	6222
4,2	6232	6243	6253	6263	6274	6284	6294	6304	6314	6325
4,3	6335	6345	6355	6365	6375	6385	6395	6405	6415	6425
4,4	6435	6444	6454	6464	6474	6484	6493	6503	6513	6522
4,5	6532	6542	6551	6561	6571	6580	6590	6599	6609	6618
4,6	6628	6637	6646	6656	6665	6675	6684	6693	6702	6712
4,7	6721	6730	6739	6749	6758	6767	6776	6785	6794	6803
4,8	6812	6821	6830	6839	6848	6857	6866	6875	6884	6893
4,9	6902	6911	6920	6928	6937	6946	6955	6964	6972	6981
5,0	6990	6998	7007	7016	7024	7033	7042	7050	7059	7067
5,1	7076	7084	7093	7101	7110	7118	7126	7135	7143	7152
5,2	7160	7168	7177	7185	7193	7202	7210	7218	7226	7235
5,3	7243	7251	7259	7267	7275	7284	7292	7300	7308	7316
5,4	7324	7332	7340	7348	7356	7364	7372	7380	7388	7396
5,5	7404	7412	7419	7427	7435	7443	7451	7459	7466	7474
5,6	7482	7490	7497	7505	7513	7520	7528	7536	7543	7551
5,7	7559	7566	7574	7582	7589	7597	7604	7612	7619	7627
5,8	7634	7642	7649	7657	7664	7672	7679	7686	7694	7701
5,9	7709	7716	7723	7731	7738	7745	7752	7760	7767	7774
6,0	7782	7789	7796	7803	7810	7818	7825	7832	7839	7846
6,1	7853	7860	7868	7875	7882	7889	7896	7903	7910	7917
6,2	7924	7931	7938	7945	7952	7959	7966	7973	7980	7987
6,3	7993	8000	8007	8014	8021	8028	8035	8041	8048	8055
6,4	8062	8069	8075	8082	8089	8096	8102	8109	8116	8122

Potenz-wert	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
6,5	8129	8136	8142	8149	8156	8162	8169	8176	8182	8189
6,6	8195	8202	8209	8215	8222	8228	8235	8241	8248	8254
6,7	8261	8267	8274	8280	8287	8293	8299	8306	8312	8319
6,8	8325	8331	8338	8344	8351	8357	8363	8370	8376	8382
6,9	8388	8395	8401	8407	8414	8420	8426	8432	8439	8445
7,0	8451	8457	8463	8470	8476	8482	8488	8494	8500	8506
7,1	8513	8519	8525	8531	8537	8543	8549	8555	8561	8567
7,2	8573	8579	8585	8591	8597	8603	8609	8615	8621	8627
7,3	8633	8639	8645	8651	8657	8663	8669	8675	8681	8686
7,4	8692	8698	8704	8710	8716	8722	8727	8733	8739	8745
7,5	8751	8756	8762	8768	8774	8779	8785	8791	8797	8802
7,6	8808	8814	8820	8825	8831	8837	8842	8848	8854	8859
7,7	8865	8871	8876	8882	8887	8893	8899	8904	8910	8915
7,8	8921	8927	8932	8938	8943	8949	8954	8960	8965	8971
7,9	8976	8982	8987	8993	8998	9004	9009	9015	9020	9025
8,0	9031	9036	9042	9047	9053	9058	9063	9069	9074	9079
8,1	9085	9090	9096	9101	9106	9112	9117	9122	9128	9133
8,2	9138	9143	9149	9154	9159	9165	9170	9175	9180	9186
8,3	9191	9196	9201	9206	9212	9217	9222	9227	9232	9238
8,4	9243	9248	9253	9258	9263	9269	9274	9279	9284	9289
8,5	9294	9299	9304	9309	9315	9320	9325	9330	9335	9340
8,6	9345	9350	9355	9360	9365	9370	9375	9380	9385	9390
8,7	9395	9400	9405	9410	9415	9420	9425	9430	9435	9440
8,8	9445	9450	9455	9460	9465	9469	9474	9479	9484	9489
8,9	9494	9499	9504	9509	9513	9518	9523	9528	9533	9538
9,0	9542	9547	9552	9557	9562	9566	9571	9576	9581	9586
9,1	9590	9595	9600	9605	9609	9614	9619	9624	9628	9633
9,2	9638	9643	9647	9652	9657	9661	9666	9671	9675	9680
9,3	9685	9689	9694	9699	9703	9708	9713	9717	9722	9727
9,4	9731	9736	9741	9745	9750	9754	9759	9763	9768	9773
9,5	9777	9782	9786	9791	9795	9800	9805	9809	9814	9818
9,6	9823	9827	9832	9836	9841	9845	9850	9854	9859	9863
9,7	9868	9872	9877	9881	9886	9890	9894	9899	9903	9908
9,8	9912	9917	9921	9926	9930	9934	9939	9943	9948	9952
9,9	9956	9961	9965	9969	9974	9978	9983	9987	9991	9996

Tafel der natürlichen Logarithmen

Der Potenzwert ist der jeweilige Numerus. Die mit 0...9 überschriebenen Spalten enthalten hierzu die Exponenten der Zahl e, das heißt die natürlichen Logarithmen.
Die natürlichen Logarithmen der Zahlen 1 ... 9,99 lassen sich aus der Tabelle unmittelbar entnehmen. Beispiel: Zu dem Potenzwert (Numerus) 1,82 gehört der natürliche Logarithmus 0,5988, das heißt $\ln 1{,}82 = 0{,}5938$.
Zahlen, die die Zahl 10 übersteigen, bzw. Zahlen, die kleiner sind als 1, zerlegt man in jeweils zwei Faktoren. Der eine Faktor ist der Numerus, der in der Tafel gefunden werden kann. Der zweite Faktor ist die Zehnerpotenz 10^m mit dem ganzzahligen Exponenten m. Für diesen zweiten Faktor gilt $\ln 10^m = m \cdot 2{,}3026 \ldots$
Somit ergibt sich:

- der natürliche Logarithmus einer Zahl > 10 als Summe des aus der Tabelle entnommenen Wertes und des Wertes $m \cdot 2{,}3026 \ldots$
- der natürliche Logarithmus einer Zahl < 1 als Summe des aus der Tabelle entnommenen Wertes und des Wertes $- m \cdot 2{,}3026 \ldots$

Beispiele: $\ln 862 = \ln 8{,}62 + \ln 10^2 = 2{,}1541 + 4{,}6052 = 6{,}7593;$
$\ln 0{,}0862 = \ln 8{,}62 - \ln 10^2 = 2{,}1541 - 4{,}6052 = -2{,}4511.$

Potenzwert	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1,0	0,0000	0,0100	0,0198	0,0296	0,0392	0,0488	0,0583	0,0677	0,0770	0,0862
1,1	0,0953	0,1044	0,1133	0,1222	0,1310	0,1398	0,1484	0,1570	1,1655	0,1740
1,2	0,1823	0,1906	0,1989	0,2070	0,2151	0,2231	0,2311	0,2390	0,2469	0,2546
1,3	0,2624	0,2700	0,2776	0,2852	0,2927	0,3001	0,3075	0,3148	0,3221	0,3293
1,4	0,3365	0,3436	0,3507	0,3577	0,3646	0,3716	0,3784	0,3853	0,3920	0,3988
1,5	0,4055	0,4121	0,4187	0,4253	0,4318	0,4383	0,4447	0,4511	0,4574	0,4637
1,6	0,4700	0,4762	0,4824	0,4886	0,4947	0,5008	0,5068	0,5128	0,5188	0,5247
1,7	0,5306	0,5365	0,5423	0,5481	0,5539	0,5596	0,5653	0,5710	0,5766	0,5822
1,8	0,5878	0,5933	0,5988	0,6043	0,6098	0,6152	0,6206	0,6259	0,6313	0,6366
1,9	0,6419	0,6471	0,6523	0,6575	0,6627	0,6678	0,6729	0,6780	0,6831	0,6881
2,0	0,6931	0,6981	0,7031	0,7080	0,7129	0,7178	0,7227	0,7275	0,7324	0,7372
2,1	0,7419	0,7467	0,7514	0,7561	0,7608	0,7655	0,7701	0,7747	0,7793	0,7839
2,2	0,7885	0,7930	0,7975	0,8020	0,8065	0,8109	0,8154	0,8198	0,8242	0,8286
2,3	0,8329	0,8372	0,8416	0,8459	0,8502	0,8544	0,8587	0,8629	0,8671	0,8713
2,4	0,8755	0,8796	0,8838	0,8879	0,8920	0,5961	0,9042	0,9042	0,9083	0,9123
2,5	0,9163	0,9203	0,9243	0,9282	0,9322	0,9361	0,9400	0,9439	0,9478	0,9517
2,6	0,9555	0,9594	0,9632	0,9670	0,9708	0,9746	0,9783	0,9821	0,9858	0,9895
2,7	0,9933	0,9969	1,0006	1,0043	1,0080	1,0116	1,0152	1,0188	1,0225	1,0260
2,8	1,0296	1,0332	1,0367	1,0403	1,0438	1,0473	1,0508	1,0543	1,0578	1,0613
2,9	1,0647	1,0682	1,0716	1,0750	1,0784	1,0818	1,0852	1,0886	1,0919	1,0953

Potenzwert	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
3,0	1,0986	1,1019	1,1053	1,1086	1,1119	1,1151	1,1184	1,1217	1,1249	1,1282
3,1	1,1314	1,1346	1,1378	1,1410	1,1442	1,1474	1,1506	1,1537	1,1569	1,1600
3,2	1,1632	1,1663	1,1694	1,1725	1,1756	1,1787	1,1817	1,1848	1,1878	1,1909
3,3	1,1939	1,1969	1,2000	1,2030	1,2060	1,2089	1,2119	1,2149	1,2179	1,2208
3,4	1,2238	1,2267	1,2296	1,2326	1,2355	1,2384	1,2413	1,2442	1,2470	1,2499
3,5	1,2528	1,2556	1,2585	1,2613	1,2641	1,2669	1,2698	1,2726	1,2754	1,2782
3,6	1,2809	1,2837	1,2865	1,2892	1,2920	1,2947	1,2975	1,3002	1,3029	1,3056
3,7	1,3083	1,3110	1,3137	1,3164	1,3191	1,3218	1,3244	1,3271	1,3297	1,3324
3,8	1,3350	1,3376	1,3403	1,3429	1,3455	1,3481	1,3507	1,3533	1,3558	1,3584
3,9	1,3610	1,3635	1,3661	1,3686	1,3712	1,3737	1,3762	1,3788	1,3813	1,3838
4,0	1,3863	1,3888	1,3913	1,3938	1,3962	1,3987	1,4012	1,4036	1,4061	1,4085
4,1	1,4110	1,4134	1,4159	1,4183	1,4207	1,4231	1,4255	1,4279	1,4303	4,4327
4,2	1,4351	1,4375	1,4398	1,4422	1,4446	1,4469	1,4493	1,4516	1,4540	1,4563
4,3	1,4586	1,4609	1,4633	1,4656	1,4679	1,4702	1,4725	1,4748	1,4770	1,4793
4,4	1,4816	1,4839	1,4861	1,4884	1,4907	1,4929	1,4951	1,4974	1,4996	1,5019
4,5	1,5041	1,5063	1,5085	1,5107	1,5129	1,5151	1,5173	1,5195	1,5217	1,5239
4,6	1,5261	1,5282	1,5304	1,5326	1,5347	1,5369	1,5390	1,5412	1,5433	1,5454
4,7	1,5476	1,5497	1,5518	1,5539	1,5560	1,5581	1,5602	1,5623	1,5644	1,5665
4,8	1,5686	1,5707	1,5728	1,5748	1,5769	1,5790	1,5810	1,5831	1,5851	1,5872
4,9	1,5892	1,5913	1,5933	1,5953	1,5974	1,5994	1,6014	1,6034	1,6054	1,6074
5,0	1,6094	1,6114	1,6134	1,6154	1,6174	1,6194	1,6214	1,6233	1,6253	1,6273
5,1	1,6292	1,6312	1,6332	1,6351	1,6371	1,6390	1,6409	1,6429	1,6448	1,6467
5,2	1,6487	1,6506	1,6525	1,6544	1,6563	1,6582	1,6601	1,6620	1,6639	1,6658
5,3	1,6677	1,6696	1,6715	1,6734	1,6752	1,6771	1,6790	1,6808	1,6827	1,6845
5,4	1,6864	1,6882	1,6901	1,6919	1,6938	1,6956	1,6974	1,6993	1,7011	1,7029
5,5	1,7047	1,7066	1,7084	1,7102	1,7120	1,7138	1,7156	1,7174	1,7192	1,7210
5,6	1,7228	1,7246	1,7263	1,7281	1,7299	1,7317	1,7334	1,7352	1,7370	1,7337
5,7	1,7405	1,7422	1,7440	1,7457	1,7475	1,7492	1,7509	1,7527	1,7544	1,7561
5,8	1,7579	1,7596	1,7613	1,7630	1,7647	1,7664	1,7681	1,7699	1,7716	1,7733
5,9	1,7750	1,7766	1,7783	1,7800	1,7817	1,7834	1,7851	1,7867	1,7884	1,7901
6,0	1,7918	1,7934	1,7951	1,7967	1,7984	1,8001	1,8017	1,8034	1,8050	1,8066
6,1	1,8083	1,8099	1,8116	1,8132	1,8148	1,8165	1,8181	1,8197	1,8213	1,8229
6,2	1,8245	1,8262	1,8278	1,8294	1,8310	1,8326	1,8342	1,8358	1,8374	1,8390
6,3	1,8405	1,8421	1,8437	1,8453	1,8469	1,8485	1,8500	1,8516	1,8532	1,8547
6,4	1,8563	1,8579	1,8594	1,8610	2,8625	1,8641	1,8656	1,8672	1,8687	1,8703

Potenzwert	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
6,5	1,8718	1,8733	1,8749	1,8764	1,8779	1,8795	1,8810	1,8825	1,8840	1,8856
6,6	1,8871	1,8886	1,8901	1,8916	1,8931	1,8946	1,8961	1,8976	1,8991	1,9006
6,7	1,9021	1,9036	1,9051	1,9066	1,9081	1,9095	1,9110	1,9125	1,9140	1,9155
6,8	1,9169	1,9184	1,9199	1,9213	1,9228	1,9242	1,9257	1,9272	1,9286	1,9301
6,9	1,9315	1,9330	1,9344	1,9359	1,9373	1,9387	1,9402	1,9416	1,9430	1,9445
7,0	1,9459	1,9473	1,9488	1,9502	1,9516	1,9530	1,9544	1,9559	1,9573	1,9587
7,1	1,9601	1,9615	1,9629	1,9643	1,9657	1,9671	1,9685	1,9699	1,9713	1,9727
7,2	1,9741	1,9755	1,9769	1,9782	1,9796	1,9810	1,9824	1,9838	1,9851	1,9865
7,3	1,9879	1,9892	1,9906	1,9920	1,9933	1,9947	1,9961	1,9974	1,9988	2,0001
7,4	2,0015	2,0028	2,0042	2,0055	2,0069	2,0082	2,0096	2,0109	2,0122	2,0136
7,5	2,0149	2,0162	2,0176	2,0189	2,0202	2,0215	2,0229	2,0242	2,0255	2,0268
7,6	2,0281	2,0295	2,0308	2,0321	2,0334	2,0347	2,0360	2,0373	2,0386	2,0399
7,7	2,0412	2,0425	2,0438	2,0451	2,0464	2,0477	2,0490	2,0503	2,0516	2,0528
7,8	2,0541	2,0554	2,0567	2,0580	2,0592	2,0605	2,0618	2,0631	2,0643	2,0656
7,9	2,0669	2,0681	2,0694	2,0707	2,0719	2,0732	2,0744	2,0757	2,0769	2,0782
8,0	2,0794	2,0807	2,0819	2,0832	2,0844	2,0857	2,0869	2,0882	2,0894	2,0906
8,1	2,0919	2,0931	2,0943	2,0956	2,0968	2,0980	2,0992	2,1005	2,1017	2,1029
8,2	2,1041	2,1054	2,1066	2,1078	2,1090	2,1102	2,1114	2,1126	2,1138	2,1150
8,3	2,1163	2,1175	2,1187	2,1199	2,1211	2,1223	2,1235	2,1247	2,1258	2,1270
8,4	2,1282	2,1294	2,1306	2,1318	2,1330	2,1342	2,1353	2,1365	2,1377	2,1389
8,5	2,1401	2,1412	2,1424	2,1436	2,1448	2,1459	2,1471	2,1483	2,1494	2,1506
8,6	2,1518	2,1529	2,1541	2,1552	2,1564	2,1576	2,1587	2,1599	2,1610	2,1622
8,7	2,1633	2,1645	2,1656	2,1668	1,1679	2,1691	2,1702	2,1713	2,1725	2,1736
8,8	2,1748	2,1759	2,1770	2,1782	2,1793	2,1804	2,1815	2,1827	2,1838	2,1849
8,9	2,1061	2,1872	2,1883	2,1894	2,1905	2,1907	2,1928	2,1939	2,1950	2,1961
9,0	2,1972	2,1983	2,1994	2,2006	2,2017	2,2028	2,2039	2,2050	2,2061	2,2072
9,1	2,2083	2,2094	2,2105	2,2116	2,2127	2,2138	2,2148	2,2159	2,2170	2,2181
9,2	2,2192	2,2203	2,2214	2,2225	2,2235	2,2246	2,2257	2,2268	2,2279	2,2289
9,3	2,2300	2,2311	2,2322	2,2332	2,2343	2,2354	2,2364	2,2375	2,2386	2,2396
9,4	2,2407	2,2418	2,2428	2,2439	2,2450	2,2460	2,2471	2,2481	2,2492	2,2502
9,5	2,2513	2,2523	2,2534	2,2544	2,2555	2,2565	2,2576	2,2586	2,2597	2,2607
9,6	2,2618	2,2628	2,2638	2,2649	2,2659	2,2670	2,2680	2,2690	2,2701	2,2711
9,7	2,2721	2,2732	2,2742	2,2752	2,2762	2,2773	2,2783	2,2793	2,2803	2,2814
9,8	2,2824	2,2834	2,2844	2,2854	2,2865	2,2875	2,2885	2,2895	2,2905	2,2915
9,9	2,2925	2,2935	2,2946	2,2956	2,2966	2,2976	2,2986	2,2996	2,3006	2,3016

Vollständige Leitwert-Matrix eines Dreipols

Vorbemerkung

Für Kleinsignalverstärkung sind Elektronenröhren ebenso wie Transistoren lineare aktive Dreipole. Deren besonderes Kennzeichen ist: Sie enthalten – abgesehen von dem hier außer acht gelassenen Rauschen – keine von äußeren Spannungen unabhängige Quellen. Diese Dreipole verwendet man vorwiegend in drei verschiedenen Grundschaltungen, die alle durch einen bezüglich des Signals dem Ein- und Ausgang gemeinsamen Pol charakterisiert sind. Die Grundschaltungen sind:

für die Elektronenröhre	für den Transistor
Kathodenbasisschaltung	Emitterschaltung
Gitterbasisschaltung	Basisschaltung
Anodenbasisschaltung	Collectorschaltung

Die Zusammenhänge der Signalströme und Signalspannungen am Eingang und Ausgang jeder Grundschaltung kann man jeweils durch ein Gleichungspaar beschreiben. In ihm sind die Eigenschaften des Dreipols durch vier Parameter gekennzeichnet. Die Formelzeichen der Parameter kann man so anordnen, wie das ihrem Auftreten in dem Gleichungspaar der Grundschaltung entspricht. Eine solche Parameter-Anordnung wird **Matrix der Grundschaltung** genannt. Mit dem Ausdruck **Matrix** (oder **Matrize**) ist nichts anderes als ein Schema gemeint.

Jeder der in der Leitwert-Matrix enthaltenen Parameter bedeutet das Verhältnis eines Stromes zu einer Spannung. Damit hat er die Einheit eines Leitwertes. Folglich nennt man die hier abgedruckte Matrix eine **Leitwert-Matrix** oder genauer, da es sich um komplexe Leitwerte handelt, um eine **Admittanz-Matrix**. Für eine Grundschaltung gibt es neben der Leitwert-Matrix auch weitere Matrizen, z. B. die Widerstands-Matrix bzw. Impedanz-Matrix. Das rührt daher, daß man die Zusammenhänge zwischen den Signalströmen und Signalspannungen am Eingang und Ausgang mit verschiedenen Gleichungspaaren ausdrücken kann (siehe hierzu z. B. TELEFUNKEN-LABORBUCH, Band I, Seite 39 ff).

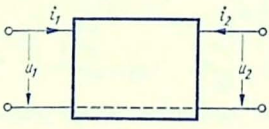


Bild 1

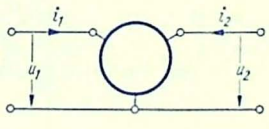


Bild 2

Beispiel: Für die **Bilder 1** und **2** läßt sich das folgende Gleichungspaar aufstellen:

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$$
$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$$

Hierin sind $v_{11} \ldots v_{22}$ die vier Parameter. Dazu gehört die Matrix

$$\begin{pmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \end{pmatrix}$$

Ist eine Matrix, z. B. die Leitwert-Matrix, einer bestimmten Grundschaltung bekannt, so lassen sich daraus die entsprechenden Matrizen der beiden anderen Grundschaltungen berechnen.

Die **vollständige Matrix** eines Dreipols ist ein Hilfsmittel, das ein solches Umrechnen wesentlich erleichtert.

Im folgenden wird als Beispiel die vollständige Leitwert-Matrix behandelt. Die Eigenschaften der **vollständigen Widerstands-Matrix** sind zu denen der vollständigen Leitwert-Matrix dual.

Grundlagen der vollständigen Leitwert-Matrix

Bild 3 zeigt einen Dreipol mit den Klemmen 1, 2, 3. Diese haben gegen den Bezugspunkt, der hier mit 0 bezeichnet ist, die Spannungen

$$u_{10} \qquad u_{20} \qquad u_{30}$$

Die Zählrichtungen für die drei Klemmenströme des Dreipols, nämlich für

$$i_1 \qquad i_2 \qquad i_3$$

weisen gemäß Bild 3 in den Dreipol hinein. Damit gelten folgende Beziehungen:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \qquad \text{für beliebige Werte von } u_{10} \quad u_{20} \quad u_{30} \tag{1}$$

und

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= 0 \\ i_2 &= 0 \\ i_3 &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad \text{für } u_{10} = u_{20} = u_{30} \tag{2}$$

Letzteres erklärt sich so: Wenn die Spannungen der drei Klemmen gegen den Bezugspunkt miteinander übereinstimmen, haben die Klemmen gegeneinander keine Spannun-

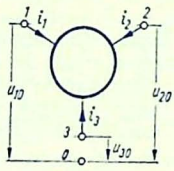


Bild 3

gen. Deshalb sind die einzelnen Klemmenströme gleich Null, weil der Dreipol keine Quellen enthält, die von äußeren Spannungen unabhängig sind.

Aufstellen der Gleichungen

Da der Dreipol linear sein soll, können die Beziehungen zwischen den drei Strömen $i_1\ i_2\ i_3$ und den drei Spannungen $u_{10}\ u_{20}\ u_{30}$ durch drei lineare Gleichungen ausgedrückt werden. Hierfür lassen sich, wie in der Vorbemerkung angedeutet, Parameter verwenden, die jeweils das Verhältnis eines Stromes zu einer Spannung darstellen und deshalb die Einheit eines Leitwertes (Leitwert-Parameter) haben.

Weil man allgemein für komplexe Leitwerte die Formelzeichen Y oder y verwendet, werden die Leitwert-Parameter ebenfalls mit y bezeichnet. Man unterscheidet sie voneinander durch Doppelindizes, deren Ziffern sich auf die Dreipol-Klemmenbezeichnungen 1 2 und 3 beziehen. Die drei Gleichungen sind:

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= y_{11} \cdot u_{10} + y_{12} \cdot u_{20} + y_{13} \cdot u_{30} \\ i_2 &= y_{21} \cdot u_{10} + y_{22} \cdot u_{20} + y_{23} \cdot u_{30} \\ i_3 &= y_{31} \cdot u_{10} + y_{32} \cdot u_{20} + y_{33} \cdot u_{30} \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Vollständige Leitwert-Matrix

Aus (3) folgt das Schema der vollständigen Leitwert-Matrix:

$$\left.\begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{pmatrix}\right\} \quad (4)$$

Wegen der Gleichungen (1) und (2) sind die Summen der y-Parameter jeder Zeile und auch jeder Spalte gleich Null:

$$\left.\begin{aligned} y_{11} + y_{12} + y_{13} &= 0 \\ y_{21} + y_{22} + y_{23} &= 0 \\ y_{31} + y_{32} + y_{33} &= 0 \end{aligned}\right\} \quad \text{und} \quad \left.\begin{aligned} y_{11} + y_{21} + y_{31} &= 0 \\ y_{12} + y_{22} + y_{32} &= 0 \\ y_{13} + y_{23} + y_{33} &= 0 \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

Damit kann die Gleichung (3) z. B. so umgeschrieben werden:

$$\begin{aligned} i_1 &= \quad y_{11} \cdot u_{10} \quad + y_{12} \cdot u_{20} \quad - (y_{11} + y_{12}) \cdot u_{30} \\ i_2 &= \quad y_{21} \cdot u_{10} \quad + y_{22} \cdot u_{20} \quad - (y_{21} + y_{22}) \cdot u_{30} \\ i_3 &= -(y_{11} + y_{21}) \cdot u_{10} - (y_{12} + y_{22}) \cdot u_{20} + (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}) \cdot u_{30} \end{aligned} \quad (6)$$

Dasselbe hat in Matrizen-Schreibweise diese Form:

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} & -(y_{11} + y_{12}) \\ y_{21} & y_{22} & -(y_{21} + y_{22}) \\ -(y_{11} + y_{21}) & -(y_{12} + y_{22}) & (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{10} \\ u_{20} \\ u_{30} \end{pmatrix} \quad (7)$$

Übergang von der vollständigen Matrix zu den Matrizen der drei Grundschaltungen

Man geht von der allgemeinen Schaltung (Bild 3) zu einer der drei Grundschaltungen des Dreipols über, indem man die für die Grundschaltung charakteristische Dreipolklemme als Bezugspunkt wählt. Die zugehörige Klemmenspannung bekommt hiermit den Wert Null. Außerdem verliert der in diese Klemme fließende Strom an Interesse (siehe Bild 1), da die in die beiden anderen Klemmen fließenden Ströme hier den

Eingangsstrom und den Ausgangsstrom darstellen. Aufgrund dessen fällt für jede der drei Grundschaltungen eine Zeile und eine Spalte der vollständigen Matrix fort. Damit umfaßt die Matrix einer Grundschaltung nur vier in zwei Zeilen und zwei Spalten angeordnete Parameter.

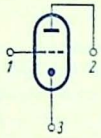


Bild 4

1 Gitter
2 Anode
3 Kathode

Bild 5

1 Basis
2 Collector
3 Emitter

Mit den Elektrodenbezeichnungen (**Bild 4** und **5**) gelten gemäß Gleichung (6)

Bild 6: Kathodenbasis- bzw. Emitterschaltung (Grundschaltung 3, Bezugsklemme 3)

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} \cdot u_{13} + y_{12} \cdot u_{23} \\ i_2 &= y_{21} \cdot u_{13} + y_{22} \cdot u_{23} \end{aligned}$$

Bild 7: Anodenbasis- bzw. Collectorschaltung (Grundschaltung 2, Bezugsklemme 2)

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} \cdot u_{12} - (y_{11} + y_{12}) \cdot u_{32} \\ i_3 &= -(y_{11} + y_{21}) \cdot u_{12} + (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}) \cdot u_{32} \end{aligned}$$

Bild 8: Gitterbasis- bzw. Basisschaltung (Grundschaltung 1, Bezugsklemme 1)

$$\begin{aligned} i_3 &= (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}) \cdot u_{31} - (y_{12} + y_{22}) \cdot u_{21} \\ i_2 &= -(y_{21} + y_{22}) \cdot u_{31} + y_{22} \cdot u_{21} \end{aligned}$$

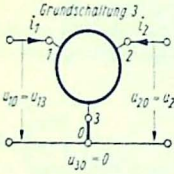


Bild 6

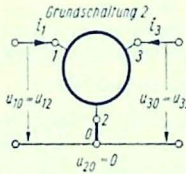


Bild 7

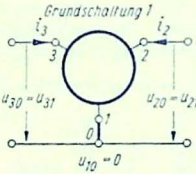


Bild 8

Anwendungsschema

Gegeben sei z. B. die Leitwert-Matrix der Grundschaltung 3 (Kathodenbasis-Schaltung der Röhre bzw. Emitter-Schaltung des Transistors, Bezugsklemme 3):

$$\begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix}$$

Man ergänzt diese Matrix zur vollständigen Matrix derart, daß sich für die Summe der Parameter jeder Zeile und jeder Spalte der Wert Null ergibt.

	Spalte 1	Spalte 2	Spalte 3
Zeile 1	y_{11}	y_{12}	$y_{13} = -(y_{11} + y_{12})$
Zeile 2	y_{21}	y_{22}	$y_{23} = -(y_{21} + y_{22})$
Zeile 3	$y_{31} = -(y_{11} + y_{21})$	$y_{32} = -(y_{12} + y_{22})$	$y_{33} = (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})$

Man streicht nun:

- die Zeile, in der die **erste** Ziffer des Doppelindex der als Bezugspunkt auftretenden Klemme der gewünschten Grundschaltung entspricht und
- **die Spalte**, in der die **zweite** Ziffer des Doppelindex der als Bezugspunkt auftretenden Klemme der gewünschten Grundschaltung entspricht.

Hiermit verbleibt für

Grundschaltung 1

	Spalte 1	Spalte 2	Spalte 3
Zeile 1			
Zeile 2		y_{22}	$y_{23} = -(y_{21} + y_{22})$
Zeile 3		$y_{32} = -(y_{12} + y_{22})$	$y_{33} = (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})$

Grundschaltung 2

	Spalte 1	Spalte 2	Spalte 3
Zeile 1	y_{11}		$y_{13} = -(y_{11} + y_{12})$
Zeile 2			
Zeile 3	$y_{31} = -(y_{11} + y_{21})$		$y_{33} = (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})$

Mit den stehengebliebenen Leitwert-Parametern erhält man das Gleichungspaar der Grundschaltung aufgrund folgender Beziehungen:

- der Index des Formelzeichens für den Strom ist durch die Zeilennummer gegeben
- die erste Index-Ziffer des Formelzeichens der Spannung entspricht der Spaltennummer
- die zweite Index-Ziffer des Formelzeichens der Spannung liegt durch die Grundschaltung fest.

Man erhält daher für

Grundschaltung 1

$$\begin{aligned} i_3 &= (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}) \cdot u_{31} - (y_{12} + y_{22}) \cdot u_{21} \\ i_2 &= -(y_{21} + y_{22}) \cdot u_{31} + y_{22} \cdot u_{21} \end{aligned}$$

Grundschaltung 2

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} \cdot u_{12} - (y_{11} + y_{12}) \cdot u_{32} \\ i_3 &= -(y_{11} + y_{21}) \cdot u_{12} + (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}) \cdot u_{32} \end{aligned}$$

Grundschaltung 3 (der Vollständigkeit halber aufgeführt)

$$i_1 = y_{11} \cdot u_{13} + y_{12} \cdot u_{23}$$
$$i_2 = y_{21} \cdot u_{13} + y_{22} \cdot u_{23}$$

Stets wird man, um das hier gegebene Schema unmittelbar verwenden zu können, die jeweils gegebene Grundschaltung als Grundschaltung 3 betrachten, wozu beispielsweise in der Basisschaltung die Basis die Klemme 3 des Dreipols bedeutet, während der Emitter der Klemme 1 und der Collector der Klemme 2 zugeordnet sind.

Anwendungsbeispiele

Einen gegebenen Dreipol kann man durch Anschließen von Schaltelementen in einen Dreipol mit anderen Parametern verwandeln. Es genügt, diese Parameter für eine der drei Grundschaltungen zu berechnen. Aus ihnen folgen die Parameter der beiden anderen Grundschaltungen mit dem Anwendungsschema der vollständigen Matrize. Die folgenden beiden Beispiele zeigen das.

Transistor mit Basis-Spannungsteiler (Bild 9)

Gegeben seien die Transistor-Vierpolparameter für Emitterschaltung y_{ie} y_{re} y_{fe} y_{oe}

Hiermit gilt für den Dreipol nach Bild 9:

$$y_{11} = y_{ie} + G_1 + G_2 \qquad y_{12} = y_{re} - G_1$$
$$y_{21} = y_{fe} - G_1 \qquad y_{22} = y_{oe} + G_1$$

Für die **Grundschaltung 3** gehören hierzu die Vierpolgleichungen:

$$i_1 = (y_{ie} + G_1 + G_2) \cdot u_{13} + (y_{re} - G_1) \cdot u_{23}$$
$$i_2 = (y_{fe} - G_1) \cdot u_{13} + (y_{oe} + G_1) \cdot u_{23}$$

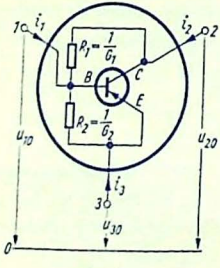


Bild 9

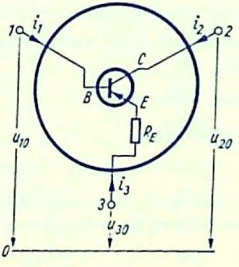


Bild 10

Aus dem Anwendungsschema der vollständigen Leitwertmatrix folgen die Vierpolgleichungen für die **Grundschaltung 1**

$$i_3 = (y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe} + G_2) \cdot u_{31} - (y_{re} + y_{oe}) \cdot u_{21}$$

$$i_2 = -(y_{fe} + y_{oe}) \cdot u_{31} + (y_{oe} + G_1) \cdot u_{21}$$

und für die **Grundschaltung 2**

$$i_1 = (y_{ie} + G_1 + G_2) \cdot u_{12} - (y_{ie} + y_{re} + G_2) \cdot u_{32}$$

$$i_3 = -(y_{ie} + y_{fe} + G_2) \cdot u_{12} + (y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe} + G_2) \cdot u_{32}$$

Transistor mit Emitterwiderstand (Bild 10)

Allgemein gilt mit der Determinante $\det z = z_{11} \cdot z_{22} - z_{12} \cdot z_{21}$

$$y_{11} = \frac{z_{22}}{\det z} \qquad y_{12} = \frac{-z_{12}}{\det z}$$

$$y_{21} = \frac{-z_{21}}{\det z} \qquad y_{22} = \frac{z_{11}}{\det z}$$

Für die Grundschaltung 3 erhält man mit $\det y_e = y_{ie} \cdot y_{oe} - y_{re} \cdot y_{fe}$

die Widerstandsparameter:

$$z_{11} = z_{ie} + R_E \qquad z_{ie} = \frac{y_{oe}}{\det y_e}$$

$$z_{12} = z_{re} + R_E \qquad z_{re} = \frac{-y_{re}}{\det y_e}$$

$$z_{21} = z_{fe} + R_E \qquad z_{fe} = \frac{-y_{fe}}{\det y_e}$$

$$z_{22} = z_{oe} + R_E \qquad z_{oe} = \frac{y_{ie}}{\det y_e}$$

$$z_{11} = \frac{y_{oe} + R_E \cdot \det y_e}{\det y_e} \qquad z_{12} = \frac{-y_{re} + R_E \cdot \det y_e}{\det y_e}$$

$$z_{21} = \frac{-y_{fe} + R_E \cdot \det y_e}{\det y_e} \qquad z_{22} = \frac{y_{ie} + R_E \cdot \det y_e}{\det y_e}$$

$$\det z = \frac{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}{\det y_e}$$

Für die Grundschaltung 3 können hiermit die Leitwertparameter berechnet werden:

$$y_{11} = \frac{y_{ie} + R_E \cdot \det y_e}{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}$$

$$y_{12} = \frac{y_{re} - R_E \cdot \det y_e}{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}$$

$$y_{21} = \frac{y_{fe} - R_E \cdot \det y_e}{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}$$

$$y_{22} = \frac{y_{oe} + R_E \cdot \det y_e}{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}$$

Für die **Grundschaltung 3** gehören hierzu die Vierpolgleichungen:

$$i_1 = \frac{(y_{ie} + R_E \cdot \det y_e) \cdot u_{13} + (y_{re} - R_E \cdot \det y_e) \cdot u_{23}}{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}$$

$$i_2 = \frac{(y_{fe} - R_E \cdot \det y_e) \cdot u_{13} + (y_{oe} + R_E \cdot \det y_e) \cdot u_{23}}{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}$$

Aus dem Anwendungsschema der vollständigen Leitwertmatrix folgen die Vierpolgleichungen

für die **Grundschaltung 1**

$$i_3 = \frac{(y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe}) \cdot u_{31} - (y_{re} + y_{oe}) \cdot u_{21}}{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}$$

$$i_2 = \frac{-(y_{fe} + y_{oe}) \cdot u_{31} + (y_{oe} + R_E \cdot \det y_e) \cdot u_{21}}{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}$$

und für die **Grundschaltung 2**

$$i_1 = \frac{(y_{ie} + R_E \cdot \det y_e) \cdot u_{12} - (y_{ie} + y_{re}) \cdot u_{32}}{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}$$

$$i_3 = \frac{-(y_{ie} + y_{fe}) \cdot u_{12} + (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe}) \cdot u_{32}}{1 + R_E \cdot (y_{ie} + y_{oe} + y_{re} + y_{fe})}$$

Begriffe der Fehlerrechnung

Vorbemerkung

Die Fehlerrechnung bezweckt, aus den durch wiederholte Messungen gewonnenen Meßwerten einer Größe ihren wahrscheinlichen Wert und den wahrscheinlichen Fehler dieses Wertes festzustellen.

Einer solchen Fehlerrechnung liegt eine Meßreihe von n Messungen zugrunde, die sämtlich den wahren Wert der Größe x betreffen.

Werte und Klassen

Der **wahre Wert** einer durch Messung zu bestimmenden Größe ist prinzipiell unbekannt. Man kann durch eine Vielzahl von Einzelmessungen lediglich einen Bestwert ermitteln. Das geschieht mit Hilfe der Fehlerrechnung.

Der **Bestwert** (oder **Schätzwert**) ist ein Wert, der dem wahren Wert am nächsten liegt. Meistens wird als Bestwert der arithmetische Mittelwert der Meßwerte, selten der Zentralwert und selten der häufigste Wert der Meßreihe verwendet.

Der **Meßwert** weicht von dem zugrunde gelegten Bestwert um den scheinbaren Fehler ab (siehe unten). Formelzeichen für die Meßwerte sind z. B. $x_1, x_2, x_3 \ldots x_n$.

Der **arithmetische Mittelwert der Meßwerte** $\bar{x}$ ist gegeben mit

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \cdot (x_1 + x_2 + x_3 + \ldots + x_n) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{i=n} x_i = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i} x_i$$

Der **Zentralwert** ist der mittlere der wertmäßig geordneten Meßwerte, wobei deren Anzahl ungerade sein muß.

Der **häufigste Wert** ist der Meßwert, der am häufigsten in der Meßreihe auftritt.

Die **Häufigkeit eines Meßwertes** ist die Anzahl, mit der er in der Meßreihe auftritt.

Die **relative Häufigkeit eines Meßwertes** ist die durch die Gesamtzahl aller Meßwerte dividierte Häufigkeit eines Meßwertes.

Die **Summenhäufigkeit der Meßwerte** ist die bis zu einem bestimmten Meßwert vorhandene Anzahl der Meßwerte.

Die **relative (normierte) Summenhäufigkeit der Meßwerte** ist die durch die Gesamtzahl der Meßwerte dividierte Summenhäufigkeit der Meßwerte.

Die **Klassen** erhält man durch Aufteilen des Gesamtbereiches der Meßwerte in einander gleiche Meßwert-Abschnitte. Diese Aufteilung ist vorteilhaft, wenn in der Meßreihe Gruppen aus vielen nur wenig voneinander abweichenden Meßwerten vorliegen. Durch die Klasseneinteilung wird das Auswerten der Meßreihe erleichtert. Beispielsweise teilt man einen Meßwertbereich mit Meßwerten zwischen 112 und 216 so auf, daß als obere Klassengrenzen 120, 140, 160, 180, 200, 220 auftreten.

Die **Klassenzahl** bemißt man nach der Anzahl der Meßwerte. Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, die Klassenzahl etwa gleich der Wurzel aus der Anzahl der einzelnen Meßwerte, aber nicht größer als 10...20 zu wählen, wobei jede der im mittleren Bereich liegenden Klassen nicht weniger als 4...5 Meßwerte umfassen sollte. Bei weniger als 4 Meßwerten für die im mittleren Bereich liegenden Klassen macht man die Meßwert-Abschnitte größer oder verzichtet auf eine Klasseneinteilung.

Der **Bereich der zu einer Klasse gehörenden Meßwerte** beginnt unmittelbar über der oberen Grenze der vorangehenden Klasse und schließt den oberen Grenzwert der eigenen Klasse ein.

Der **Klassenwert** ist der Wert der oberen Klassengrenze.

Der **Klassen-Bestwert** ist der Klassenwert, der dem wahren Wert am nächsten liegt.

Die **Häufigkeit des Klassenwertes** ist durch die Zahl der in die betreffende Klasse fallenden Meßwerte gegeben. Einander gleiche Meßwerte zählen dabei ebenso wie voneinander verschiedene Meßwerte.

Die **relative Häufigkeit des Klassenwertes** ist die durch die Gesamtzahl aller Meßwerte dividierte Häufigkeit des Klassenwertes.

Die **Summenhäufigkeit der Klassenwerte** ist die Anzahl der bis zum Ende der jeweiligen Klasse vorhandenen Meßwerte. Beispiel hierzu:

Anzahl der Werte in den einander folgenden Klassen	1	3	7	13...
Summenhäufigkeit (bis zum Ende der jeweiligen Klasse)	1	4	11	24...

Die **relative (normierte) Summenhäufigkeit der Klassenwerte** ist die durch die Gesamtzahl der Meßwerte dividierte Summenhäufigkeit der Klassenwerte.

Fehler

Der **wahre Fehler eines Meßwertes** ist die Abweichung des Meßwertes von dem wahren Wert der gemessenen Größe und daher ebenfalls unbekannt.

Der **scheinbare Fehler eines Meßwertes** — im folgenden kurz Fehler genannt — ist die Abweichung des Meßwertes von dem Bestwert. Im (scheinbaren) Fehler kann ein systematischer Fehler enthalten sein, der nach Möglichkeit vermieden werden soll. Der (scheinbare) Fehler hat einen unvorhersehbaren und unvermeidbaren Wert. Er wird daher auch **zufälliger Fehler** genannt. Der Fehler eines Meßwertes x ist

$$x - \bar{x}$$

Der **relative Fehler** ist der durch x dividierte Fehler

$$\frac{x - \bar{x}}{x}$$

Der **systematische Fehler** ist gekennzeichnet durch eine jeweils bestimmte Abhängigkeit von einer anderen Variablen. Der systematische Fehler kann z. B. durch ein fehlerhaftes Bauteil oder durch falsche Eichung des Meßgerätes bedingt sein.

Der **durchschnittliche Fehler** δ von n-Messungen ist das arithmetische Mittel der Beträge der Fehler:

$$\delta = \frac{1}{n} \cdot \left(|x_1 - \bar{x}| + |x_2 - \bar{x}| + |x_3 - \bar{x}| + \ldots + |x_n - \bar{x}| \right) = \frac{1}{n} \cdot \sum_i \cdot |x_i - \bar{x}|$$

Der **relative durchschnittliche Fehler** δ_r ist der durch das arithmetische Mittel der Meßwerte geteilte durchschnittliche Fehler:

$$\delta_r = \frac{\delta}{\bar{x}}$$

Der **mittlere Fehler** m **des einzelnen Meßwertes** (kurz der **mittlere Fehler**) ist die Wurzel aus der durch $n - 1$ geteilten Summe der Quadrate der zufälligen Fehler:

$$m = \sqrt{\frac{(x_1 - \bar{x})^2 + (x_2 - \bar{x})^2 + (x_3 - \bar{x})^2 + \ldots + (x_n - \bar{x})^2}{n - 1}}$$

Der **wahrscheinliche Fehler** w **des einzelnen Meßwertes** ist der Fehler, der mit der Wahrscheinlichkeit 0,5 nicht überschritten wird. Er ist im Falle der Gaußschen Fehler-Verteilung das 0,674-fache des mittleren Fehlers des einzelnen Meßwertes.

$$w = 0{,}674 \cdot \sqrt{\frac{(x_1 - \bar{x})^2 + (x_2 - \bar{x})^2 + (x_3 - \bar{x})^2 + \ldots + (x_n - \bar{x})^2}{n - 1}}$$

Der **mittlere Fehler** $\bar{m}$ **des arithmetischen Mittelwertes** ist gleich dem durch $\sqrt{n}$ geteilten mittleren Fehlers des einzelnen Meßwertes.

Der **wahrscheinliche Fehler** $\bar{w}$ **des arithmetischen Mittelwertes** ist gleich dem durch $\sqrt{n}$ geteilten wahrscheinlichen Fehler des einzelnen Meßwertes.

Gaußsche Fehler-Verteilung

Für eine Meßreihe mit einer sehr großen Anzahl von Einzelmessungen gilt (mit wenigen Ausnahmen) die **Gaußsche Fehler-Verteilung**, die auch **Normalverteilung der Fehler** genannt wird:

$$\varphi(x) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \exp\left(- \frac{(x - \bar{x})^2}{2 \cdot \sigma^2} \right)$$

Darin sind

$\varphi(x)$ die **Wahrscheinlichkeitsdichte** und

$\varphi(x) \cdot dx$ die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines Meßwertes x in einem Meßwert-Intervall dx

σ die **Standardabweichung**. (Bei der hier vorausgesetzten sehr großen Anzahl von Einzelmessungen ist die Standardabweichung σ gleich dem mittleren Fehler m)

Im Falle der Klasseneinteilung ist $\varphi(x) \cdot dx$ die relative Häufigkeit des Klassenwertes x, wobei dx die Klassenbreite und $\bar{x}$ den Klassenbestwert darstellen.

Führt man in $\varphi(x)$ als **normierten Fehler** v_r das Verhältnis des Fehlers zum mittleren Fehler ein

$$v_r = \frac{x - \bar{x}}{m} = \frac{x - \bar{x}}{\sigma}$$

und multipliziert $\varphi(x)$ zur Normierung mit σ, so erhält man die **Normalform der Gaußschen Fehlerverteilung**

$$\varphi(v_r) = \sigma \cdot \varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \exp\left(-\frac{v_r^2}{2}\right)$$

Das ist die in **Bild 1** dargestellte **Glockenkurve.** Sie zeigt, daß kleinere Abweichungen vom Mittelwert mit größerer Wahrscheinlichkeit auftreten als große Abweichungen.

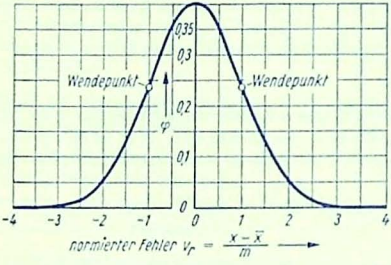


Bild 1

Die **relative Summenhäufigkeit** der Meßwerte erhält man aus der Gaußschen Fehler-Verteilung durch Integration der Kurve von Bild 1:

$$\Phi(v_r) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{-\infty}^{v_r} \exp\left(-\frac{v_r^2}{2}\right) dv_r$$

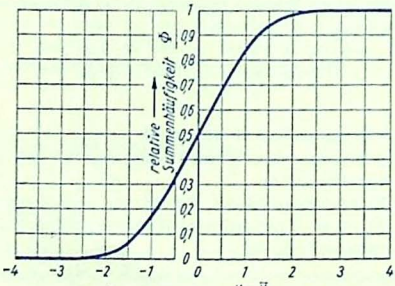


Bild 2

Diese Funktion ist in **Bild 2** dargestellt. Sie wird als **Gaußsches Fehlerintegral** bezeichnet. $\Phi(v_r)$ ist die auf die Gesamtzahl aller Meßwerte bezogene Summe derjenigen Meßwerte, deren normierte Fehler zwischen $-\infty$ und dem Abszissenwert liegen. Der Faktor $\frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}}$ erklärt sich dadurch, daß

$$\Phi(\infty) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{v_r^2}{2}\right) \cdot dv_r = 1$$

sein muß.

Aus Bild 2 entnimmt man z. B. folgende Werte

normierter Fehler	v_r	-3	-2	-1	0	1	2	3
Fehler	$x - \bar{x}$	$-3m$	$-2m$	$-m$	0	m	$2m$	$3m$
relative Summenhäufigkeit	Φ	≈ 0	0,02	0,16	0,5	0,84	0,98	≈ 1

Fehlerfortpflanzung

Wenn eine Größe $z = f(x, y)$ aus den Meßwerten von x und y bestimmt wird, dann pflanzen sich die zugehörigen Fehler von x und y fort in den Fehler von z.

Aus den Meßreihen $x_1, x_2, x_3 \ldots x_n$ und $y_1, y_2, y_3 \ldots y_n$ werden die Mittelwerte $\bar{x}$ und $\bar{y}$ sowie die mittleren Fehler der Einzelwerte m_x und m_y gewonnen. Für den mittleren Fehler von z gilt allgemein

$$m_z = \sqrt{\left(m_x \cdot \frac{\delta z}{\delta x}\right)^2 + \left(m_y \cdot \frac{\delta z}{\delta y}\right)^2}$$

Beispiel 1

Aus $z = a \cdot x + b \cdot y$ folgt

der mittlere Fehler $m_z = \sqrt{(a \cdot m_x)^2 + (b \cdot m_y)^2}$

bzw. der relative mittlere Fehler $\frac{m_z}{z} = \sqrt{\frac{(a \cdot m_x)^2 + (b \cdot m_y)^2}{z^2}}$

Wenn die Zahlenwerte von $a \cdot x$ und $b \cdot y$ entgegengesetzte Vorzeichen haben und sich die Beträge $|a \cdot x|$ und $|b \cdot y|$ voneinander nur wenig unterscheiden, kann z sehr klein gegen m_z und damit der relative mittlere Fehler sehr groß werden.

Beispiel 2

Aus $z = k \cdot x^{\alpha} \cdot y^{\beta}$ folgt

der mittlere Fehler $m_z = \sqrt{\left(\frac{\alpha \cdot z \cdot m_x}{x}\right)^2 + \left(\frac{\beta \cdot z \cdot m_y}{y}\right)^2}$

bzw. der relative mittlere Fehler $\frac{m_z}{z} = \sqrt{\left(\frac{\alpha \cdot m_x}{x}\right)^2 + \left(\frac{\beta \cdot m_y}{y}\right)^2}$

Stichproben

Begriffserklärung

Eine Stichprobe ist ein willkürlich aus einer Gesamtheit herausgegriffener Teil, von dem aus Schlüsse auf bestimmte Eigenschaften (Merkmale) der Gesamtheit gezogen werden sollen.

Im allgemeinen besteht die Gesamtheit aus einer sehr großen Anzahl von Einzelstücken, so daß es sehr aufwendig ist, die betreffende Eigenschaft an jedem Einzelstück zu messen. Die Gesetze der Statistik bzw. der Wahrscheinlichkeit berechtigen dazu, die an der Stichprobe festgestellten Eigenschaften bei genügend großem Umfang der Stichprobe auf die Gesamtheit zu übertragen. Allerdings muß dabei eine gewisse Unsicherheit der Aussage in Kauf genommen werden.

Eine Stichprobe, die aus n Einzelstücken besteht, hat den **Umfang** n bzw. den **Freiheitsgrad** $n-1$. Bei einer Stichprobe wird an jedem der n Einzelstücke unter bestimmten Meßvorschriften ein Wert x des zu untersuchenden Merkmals gemessen, der entsprechend den von Einzelstück zu Einzelstück vorhandenen statistischen Schwankungen zufallsbedingt ist. Diesen zufallsbedingten Wert x nennt man auch **stochastische Variable**.

Der Wert x ist entweder eine **Diskret-Veränderliche**, d. h. er kann nur bestimmte, z. B. ganzzahlige Werte annehmen, oder er ist eine **Stetig-Veränderliche**, die alle reellen Zahlen eines bestimmten Intervalls annehmen kann.

Stichproben-Mittelwert und Stichproben-Streuung

Der **Stichproben-Mittelwert** $\bar{x}$ ist das arithmetische Mittel der Werte des interessierenden Merkmals von allen n Stücken einer Stichprobe:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \cdot (x_1 + x_2 + x_3 + \ldots + x_n) = \frac{1}{n} \cdot \sum_i x_i$$

Das Quadrat der **Stichproben-Streuung** s ist die Summe der ins Quadrat erhobenen Abweichungen vom Mittelwert, dividiert durch den Freiheitsgrad $n-1$:

$$s^2 = \frac{(x_1-\bar{x})^2 + (x_2-\bar{x})^2 + (x_3-\bar{x})^2 + \ldots + (x_n-\bar{x})^2}{n-1} = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_i (x_i-\bar{x})^2$$

Sowohl $\bar{x}$ wie s^2 sind aus der Stichprobe ermittelt. Daher nennt man sie auch **Schätzwerte** (englischer Ausdruck: **estimates**).

Die den Schätzwerten entsprechenden, für die Gesamtheit geltenden, wahren Werte werden **Populations-Parameter** genannt. Dieser Ausdruck ist aus der Bezeichnung **Population** für die Gesamtheit, aus der die Stichproben entnommen sind, abgeleitet. Die Populations-Parameter werden als theoretische Werte bezeichnet. Hierfür gelten die Formelzeichen:

μ theoretischer Wert von $\bar{x}$
σ^2 theoretischer Wert von s^2

Man bezeichnet μ auch als **Erwartungswert** (englischer Ausdruck: **expectation**) der stochastischen Variablen x.

Mit dem vorgesetzten Zeichen $\mathcal{E}$ für „Erwartungswert von" heißt das:

$$\mu = \mathcal{E}x = \sum_i x_i \cdot P_i \text{ für } x_i \text{ als Diskret-Veränderliche}$$

bzw.

$$u = \mathcal{E}x = \int_{-\infty}^{+\infty} x \cdot f(x) \cdot dx \text{ für } x \text{ als Stetig-Veränderliche,}$$

worin P_i bzw. $f(x) \cdot dx$ die **Wahrscheinlichkeit** ist, mit der der Wert x_i bzw. x auftritt. $f(x)$ wird als **Wahrscheinlichkeitsdichte** bezeichnet.

Für σ^2 gibt es die Bezeichnungen **Varianz** oder **Streuungsquadrat**. Mit σ bezeichnet man die **mittlere Abweichung** oder **Standard-Abweichung** (englischer Ausdruck: **standard deviation**) oder auch **Streuung**.

Mit dem vorgesetzten Zeichen D^2 für „Varianz von" schreibt man

$$\sigma^2 = D^2x = \mathcal{E}(x-\mu)^2 = \sum_i (x_i - \mu)^2 \cdot P_i$$

bzw

$$\sigma^2 = D^2x = \mathcal{E}(x-\mu)^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x-\mu)^2 \cdot f(x) \cdot dx$$

Bei wiederholter Entnahme von Stichproben gleichen Umfangs n ist die Streuung $\sigma_{\bar{x}}$ der Stichproben-Mittelwerte $\bar{x}$ kleiner als die Streuung σ der Werte x der einzelnen Stichprobe. Es folgt bei sehr oft wiederholter Entnahme der Stichproben mit dem Umfang n

$$\sigma_{\bar{x}}^2 = D^2\bar{x} = \frac{1}{n} \cdot \sigma^2$$

Die Standard-Abweichung $\sigma_{\bar{x}}$ des Mittelwertes $\bar{x}$ gegenüber dem Erwartungswert μ ist also das $\frac{1}{\sqrt{n}}$-fache der Standard-Abweichung σ der Einzelwerte x gegenüber dem Stichproben-Mittelwert $\bar{x}$.

Von der Variablen x mit $\mathcal{E}x = \mu$ und $D^2x = \sigma^2$ geht man oft auf die Variable u_i über. Das ist die zu x_i gehörende **standardisierte (normierte) Variable:**

$$u_i = \frac{x_i - \mu}{\sigma} \approx \frac{x_i - \bar{x}}{s}$$

u_i stellt die Abweichung der Variablen x von ihrem Erwartungswert μ dar, ausgedrückt in Vielfachen der Streuung σ.

Die normierte Variable u_i zeichnet sich aus durch
den Erwartungswert $\mathcal{E}u_i = 0$ und durch
die Varianz $D^2u_i = 1$

Stichproben-Ergebnis

Die Auswertung der Stichprobe vom Umfang n liefert bei einer gegebenen Sicherheitsgrenze u_S folgende Aussagen für das betrachtete Merkmal der Gesamtheit:

- Der Einzelwert x liegt in dem Bereich

$$x = \bar{x} \pm s \cdot |u_S|$$

- Der Erwartungswert $\mathcal{E}x = \mu$ liegt in dem Bereich

$$\mu = \bar{x} \pm \frac{s}{\sqrt{n}} \cdot |u_S|$$

Hierin bedeuten:

$\bar{x}$ Stichproben-Mittelwert $\quad \bar{x} = \frac{1}{n} \cdot \sum_i x_i$

s Stichproben-Streuung aus $\quad s^2 = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_i (x_i - \bar{x})^2$

u_S Sicherheitsgrenze für $\quad u_i = \frac{x_i - \mu}{\sigma} \approx \frac{x_i - \bar{x}}{s}$

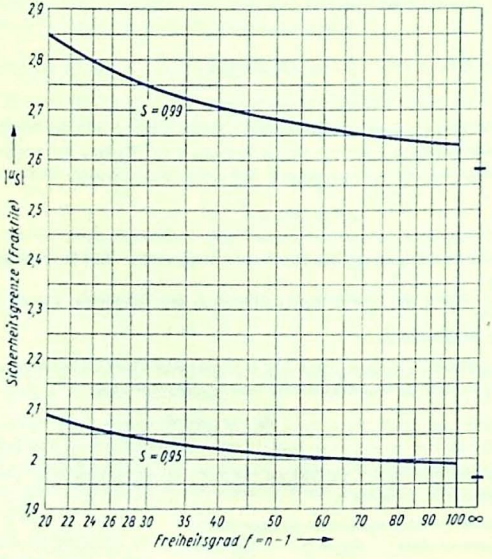


Bild 1

Mit der **Sicherheitsgrenze (Fraktile)** u_S wird die **statistische Sicherheit** S berücksichtigt. Unter S versteht man den Bruchteil oder Prozentsatz aller n Werte $x_1, x_2, x_3 \ldots x_n$, bei denen $|u_i|$ einen vorgegebenen Wert $|u_S|$ nicht übersteigt.

In **Bild 1** und der folgenden Tabelle sind Werte von u_S als Funktion von n oder f für $S = 0{,}95$ und $S = 0{,}99$ angegeben.

Stichprobenumfang n		4	5	6	7	9	11	16	21	∞
Freiheitsgrad f		3	4	5	6	8	10	15	20	∞
$\lvert u_S \rvert$	für $S = 0{,}95$	3,18	2,78	2,57	2,45	2,31	2,23	2,13	2,09	1,96
$\lvert u_S \rvert$	für $S = 0{,}99$	5,84	4,60	4,03	3,71	3,36	3,17	2,95	2,85	2,58

Berechnen von Mittelwert und Streuung für Stichproben von kleinem Umfang

Man verzichtet zunächst auf das Ausrechnen von $\bar{x}$ und nimmt statt dessen einen Wert a an, der in der Nähe von $\bar{x}$ liegt. Dann rechnet man $x_1 - a$, $x_2 - a$, $x_3 - a \ldots x_n - a$ aus und ermittelt die Quadrate dieser Werte. Anschließend bildet man die Summen

$$\sum_i (x_i - a) \qquad \text{und} \qquad \sum_i (x_i - a)^2$$

Hieraus gewinnt man

$$\bar{x} = a + \frac{1}{n} \cdot \sum_i (x_i - a) \quad \text{und} \quad s = \sqrt{\frac{\sum_i (x_i - a)^2 - \frac{1}{n}\left(\sum_i (x_i - a)\right)^2}{n - 1}}$$

Beispiel

gewählt: $a = 36$

x_i	$x_i - a$	$(x_i - a)^2$
$x_1 = 35$	-1	1
$x_2 = 36$	0	0
$x_3 = 34$	-2	4
$x_4 = 37$	1	1
$x_5 = 38$	2	4
$x_6 = 33$	-3	9
$x_7 = 36$	0	0
	$\sum = -3$	$\sum = 19$

Hierzu gehören $n = 7$

$$\sum (x_i - a) = -3$$

$$\frac{1}{n} \cdot \sum (x_i - a) \approx -0{,}43$$

$$\bar{x} = 36 - 0{,}43 = 35{,}57$$

$$\sum (x_i - a)^2 = 19$$

$$s = \sqrt{\frac{19 - \frac{9}{7}}{6}} \approx 1{,}72$$

$$\frac{s}{\sqrt{n}} \approx 0{,}65$$

Mit diesen Werten ergibt sich für eine statistische Sicherheit $S = 0{,}99$, wozu bei $n = 7$ die Sicherheitsgrenze $|u_S| = 3{,}71$ gehört:

der Einzelwert x mit $35{,}57 \pm 1{,}72 \cdot 3{,}71 \approx 35{,}6 \pm 6{,}4$. Er liegt daher mit 99% Wahrscheinlichkeit zwischen $35{,}6 - 6{,}4 = 29{,}2$ und $35{,}6 + 6{,}4 = 42{,}0$

der Erwartungswert $\mathcal{E}x = \mu$ mit $35{,}57 \pm 0{,}65 \cdot 3{,}71 \approx 35{,}6 \pm 2{,}4$. Er liegt daher mit 99% Wahrscheinlichkeit zwischen $35{,}6 - 2{,}4 = 33{,}2$ und $35{,}6 + 2{,}4 = 38{,}0$.

Berechnen von Mittelwert und Streuung für Stichproben von großem Umfang

Die Werte bzw. Meßwerte sind aufgrund ihrer Natur (wenn es sich z. B. um Stückzahlen handelt) oder wegen der begrenzten Ablesegenauigkeit oder, weil sie auf- bzw. abgerundet wurden, gestuft. Daraus folgt, daß der Einzelwert x_i in der Stichprobe f_i-mal auftreten kann. Dem Einzelwert x_i ist deshalb der ganzzahlige Faktor f_i zugeordnet, wobei $\sum_i f_i = n$.

Der Übersichtlichkeit halber beginnt man das Anschreiben der Meßwerte $x_1, x_2, x_3 \cdots x_n$ mit dem niedrigsten Wert und läßt jeweils den nächsthöheren folgen.

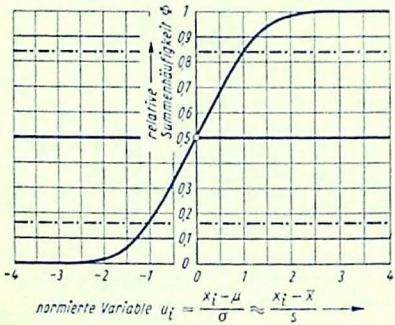


Bild 2

Beispiel

Gegeben sind in diesem Fall folgende Werte:

7,8; 8,3; 8,7; 8,9; 8,9; 9,2; 9,6; 9,6; 9,6; 9,7; 9,7; 9,8; 9,8; 9,9; 9,9; 10,1; 10,3; 10,4; 10,5; 10,8; 10,9; 11,8; 11,8; 11,9

Bei einer größeren Anzahl von Meßwerten (Anzahl über 20) vereinfacht man die Ermittlungen durch Bilden von Klassen, d. h. durch **Klassen-Einteilung**. Diese nimmt man im allgemeinen so vor:

Man teilt den ganzen Stichproben-Umfang n in Klassen gleicher Breite $b = \Delta n$. Als Klassenzahl wählt man etwa $\sqrt{n}$, aber nicht mehr als 10 oder 20. Entfallen auf eine der mittleren Klassen weniger als 5 Werte, so muß man entweder die Klassenbreite ver-

größern, d. h. die Klassenzahl vermindern, oder gegebenenfalls auf eine Klassen-Einteilung überhaupt verzichten.

Als Klassenwert wird der Wert der oberen Klassengrenze verwendet. Im vorliegenden Beispiel sind die oberen Klassengrenzen und damit die Klassenwerte so gewählt: $x_1 = 8$, $x_2 = 9$, $x_3 = 10$, $x_4 = 11$, $x_5 = 12$. Dabei ergeben sich diese Klassenwerte durch Aufrunden. Mit den fünf Klassenwerten läßt sich folgende Tabelle aufstellen:

gewählt: $a = 10$

x_i	f_i	$x_i - a$	$(x_i - a) \cdot f_i$	$(x_i - a)^2 \cdot f_i$
8	1	− 2	− 2	4
9	4	− 1	− 4	4
10	10	0	0	0
11	6	1	6	6
12	3	2	6	12
$n = 24$			$\sum = 6$	$\sum = 26$

Hierzu gehören $n = 24$

$$\sum_i (x_i - a) \cdot f_i = 6$$

$$\frac{1}{n} \cdot \sum_i (x_i - a) \cdot f_i = 0{,}25$$

$$\bar{x} \approx 10 + 0{,}25 = 10{,}25$$

$$\sum_i (x_i - a)^2 \cdot f_i = 26$$

$$s = \sqrt{\frac{26 - 0{,}25^2 \cdot 24}{23}} \approx 1{,}03$$

$$\frac{s}{\sqrt{n}} \approx \frac{1{,}03}{4{,}9} \approx 0{,}21$$

Mit diesen Werten ergibt sich für eine statistische Sicherheit $S = 0{,}99$, wozu bei $n = 24$ gemäß Bild 1 die Sicherheitsgrenze $|u_S| = 2{,}8$ gehört:

der **Einzelwert** x mit $10{,}25 \pm 1{,}03 \cdot 2{,}8 \approx 10{,}25 \pm 2{,}88$. Er liegt daher mit 99% Wahrscheinlichkeit zwischen $10{,}25 - 2{,}88 \approx 7{,}37$ und $10{,}25 + 2{,}88 \approx 13{,}13$.

der **Erwartungswert** $\mathcal{E}x = \mu$ mit $10{,}25 \pm 0{,}21 \cdot 2{,}8 \approx 10{,}25 \pm 0{,}59$. Er liegt daher mit 99% Wahrscheinlichkeit zwischen $10{,}25 - 0{,}59 \approx 9{,}66$ und $10{,}25 + 0{,}59 \approx 10{,}84$.

Verwenden von Wahrscheinlichkeits-Papier

Zur **Normalverteilung** der Werte, d. h. zur **Gaußschen Verteilung** (**Bild 1** aus „Begriffe der Fehlerrechnung" siehe Seite 32), gehört eine relative Summenhäufigkeit der Werte nach **Bild 2**. Die relative Summenhäufigkeit Φ gibt den Prozentsatz der Meßwerte bezogen auf ihre Gesamtzahl an, deren normierte Variable zwischen $-\infty$ und dem Abszissenwert liegt. Man kann aus Bild 2 den Prozentsatz $\Phi_2 - \Phi_1$ der Meßwerte x_i ablesen, die nicht mehr als $\sigma \cdot |u_i|$ von ihrem Erwartungswert $\mathcal{E}x = \mu$ abweichen. Φ_2 bzw. Φ_1 sind die zu $+|u_i|$ bzw. $-|u_i|$ gehörenden Ordinatenwerte.

Beispielsweise ergeben sich die strichpunktiert eingetragenen Werte $\Phi_1 = 0{,}84$ für $u_i = +1$ und $\Phi_1 = 0{,}16$ für $u_i = -1$. Das bedeutet, daß 68% der Meßwerte in dem durch die Standardabweichung σ gekennzeichneten Bereich $\mu \pm \sigma$ liegen.

Anstelle der S-Kurve von Bild 2 erhält man mit passend verzerrtem Ordinaten-Maßstab eine Gerade. Ein solcher Ordinaten-Maßstab liegt dem Liniennetz des Wahrscheinlich-

keits-Papiers zugrunde (**Bild 3**). Die Abszisse hat darin die gleiche lineare Teilung wie in Bild 2, ist aber nicht bezeichnet.

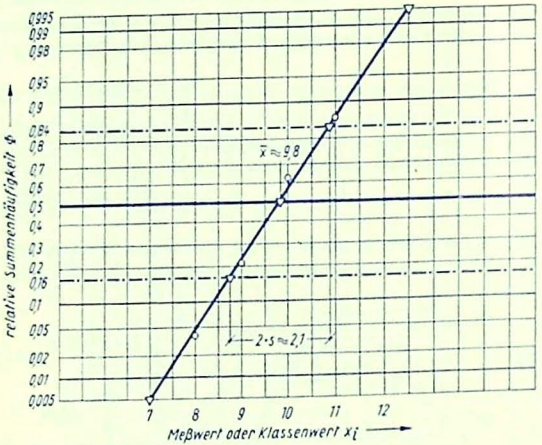


Bild 3

Das **Wahrscheinlichkeits-Papier** dient zur graphischen Ermittlung des Mittelwertes $\bar{x} \approx \mu$ und der Streuung $s \approx \sigma$ einer Stichprobe mit genügend großem Umfang n. Da $\bar{x}$ und s ermittelt werden sollen, kann die normierte Variable

$$u_i \approx \frac{x_i - \bar{x}}{s}$$

im Wahrscheinlichkeits-Papier nicht als Abszisse eingetragen werden. An ihrer Stelle schreibt man die Variable $\bar{x}_i$ selbst (d. h. die Meßwerte oder Klassenwerte) an die Abszisse. An die Ordinate schreibt man die relative Summenhäufigkeit Φ der Meßwerte oder Klassenwerte an. Dazu zählt man die Werte x_i beginnend vom kleinsten Wert bis zum Abszissenwert ab und dividiert die Summe durch den Stichproben-Umfang n. Trifft die Normalverteilung zu, so liegen die eingetragenen Punkte auf einer Geraden. Abweichungen davon zeigen sich insbesondere bei kleinem n an ihrem Anfang und Ende. Man zeichnet deshalb die Gerade so ein, daß man den Anfangs- und Endpunkten weniger Gewicht beilegt als den mittleren Punkten. Der zum Schnittpunkt der Geraden mit der Ordinate $\Phi_0 = 0{,}5$ gehörende Abszissenwert ist der Stichproben-Mittelwert $\bar{x}$, entsprechend $u_i = 0$ in Bild 2. Die Differenz der Abszissenwerte, die zu den Schnittpunkten der

Gerade mit den Ordinaten $\Phi_2 = 0{,}84$ und $\Phi_1 = 0{,}16$ gehören, stellt die doppelte Stichproben-Streuung $2 \cdot s$ dar, entsprechend $2 \cdot |u_i| = 2$.

In Bild 3 sind in das Wahrscheinlichkeits-Papier die Werte des letzten Beispiels mit $n = 24$ eingetragen.

x_i	8	9	10	11	12
f_i	1	4	10	6	3
$n \cdot \Phi$	1	5	15	21	24
Φ	0,042	0,21	0,625	0,875	1

An der eingetragenen Geraden liest man ab:

für $\Phi_0 = 0{,}5$ $\quad \bar{x} \approx \mu \approx 9{,}8$

$\Phi_2 = 0{,}84$ $\quad \bar{x} + s \approx \mu + \sigma \approx 10{,}8$

$\Phi_1 = 0{,}16$ $\quad \bar{x} - s \approx \mu - \sigma \approx 8{,}7$

Daraus folgt

$$s \approx \sigma \approx \frac{10{,}8 - 8{,}7}{2} = 1{,}05$$

Die Streubereichsgrenzen für eine statistische Sicherheit $S = 0{,}99$ liest man aus der Differenz der Ordinaten $\Phi_2 = 0{,}995$ und $\Phi_1 = 0{,}005$ ab, und zwar

für $\Phi_2 = 0{,}995$ $\quad \bar{x} + s \cdot |u_S| \approx 12{,}5$

$\Phi_1 = 0{,}005$ $\quad \bar{x} - s \cdot |u_S| \approx 7$

Daraus folgt

$$s \cdot |u_S| \approx \frac{12{,}5 - 7}{2} = 2{,}75$$

Das graphische Verfahren (Wahrscheinlichkeits-Papier) ergibt gegenüber der Rechnung eine Abweichung des Mittelwertes $\bar{x}$ um etwa eine halbe Klassenbreite. Die Abweichung liegt also innerhalb der Unterscheidbarkeit für dieses Beispiel.

Gerade und gekrümmte Linien der relativen Summenhäufigkeit

Sinn des Wahrscheinlichkeitspapiers mit seinem Wahrscheinlichkeitsnetz ist es, daß der Zusammenhang zwischen Meß- bzw. Klassenwert und relativer Summenhäufigkeit in ihm als gerade Linie abgebildet wird. Hierfür entspricht die Teilung der Ordinatenachse dem Gaußschen Fehlerintegral.

Der geradlinige Verlauf der relativen Summenhäufigkeit tritt bei Teilung der Ordinatenachse nach dem Gaußschen Fehlerintegral und der am häufigsten benutzten linearen Teilung der Abszissenachse stets auf, wenn für den Meß- bzw. Klassenwert das Gaußsche Gesetz der Fehlerverteilung zutrifft. Die beiden Voraussetzungen hierfür sind:

- Die Gaußsche Verteilung muß für den Meß- bzw. Klassenwert selbst oder für einen hiermit linear zusammenhängenden Wert gelten.

● Es darf sich jeweils nur um eine einzige Gaußsche Verteilung handeln. Die Stichproben müssen somit z. B. einer unter gleichbleibenden Bedingungen entstandenen Serie entnommen sein.

Im folgenden wird dargelegt, was aus dem gekrümmten Verlauf von Summenhäufigkeits-Linien im Wahrscheinlichkeitspapier entnommen werden kann.

Einfach gekrümmte Summenhäufigkeits-Linie

Die **Normalverteilung** (Gaußsche Verteilung) bezieht sich nicht immer unmittelbar auf den Meß- bzw. Klassenwert sondern kann auch für Werte von damit in eindeutigem Zusammenhang stehenden anderen Werten gelten. Dieser Zusammenhang ist häufig linear. Hierbei kann man den Meß- bzw. Klassenwert linear auftragen. Nicht selten aber handelt es sich um eine nichtlineare Beziehung. Dann erhält man mit einer linearen Teilung für den Meßwert oder Klassenwert eine gekrümmte Kennlinie **(Bild 4)**.

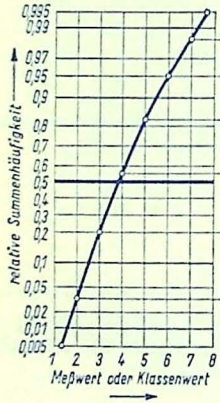


Bild 4

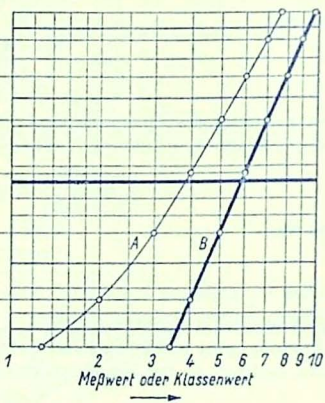


Bild 5

Eine gemäß Bild 4 gekrümmte Kennlinie deutet darauf hin, daß der Meß- oder Klassenwert der Logarithmus des Wertes einer Größe sein kann, für die die Normalverteilung gilt. Für solche Fälle gibt es **Wahrscheinlichkeitspapier mit logarithmischer Abszissenteilung.**

Wenn es sich zwischen dem Meß- oder Klassenwert x und dem Wert y, für den die Normalverteilung gilt, um einen Zusammenhang der Form

$$y = \log x$$

handelt, erhält man beim Eintragen in ein Wahrscheinlichkeitspapier mit logarithmischer Abszissenteilung eine Gerade.

Oft aber ist auch beim unmittelbaren Verwenden der logarithmischen Abszissenteilung die Summenhäufigkeits-Linie doch noch gekrümmt. Das trifft beispielsweise für das Übertragen des in Bild 4 gezeigten Zusammenhanges in ein derartiges Wahrscheinlichkeitspapier zu (Kennlinie A in Bild 5).

Dennoch kann man auch in solchen Fällen vielfach auf einem Wahrscheinlichkeitspapier mit logarithmischer Abszissenteilung eine gerade Summenhäufigkeits-Linie erreichen. Dazu dient dann eine additive Konstante a derart, daß

$$y = \log (x \pm a) \text{ oder } y = \log (a \pm x)$$

In Bild 5 erreicht man mit $y = \log (a + x)$ und $a = 2$ eine gerade Summenhäufigkeits-Linie (B in Bild 5).

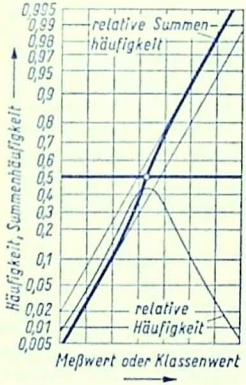


Bild 6

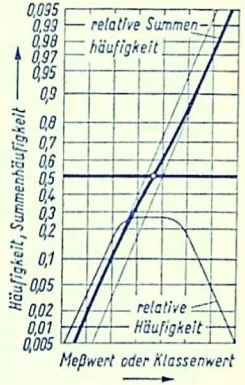


Bild 7

Bei linearer Abszissenteilung verläuft die Summenhäufigkeits-Linie nur dann wesentlich anders als bei logarithmischer Abszissenteilung, wenn das Verhältnis der Grenzwerte des untersuchten Meßwert- bzw. Klassenwert-Bereiches erheblich von der Zahl 1 abweicht.

In solchen Fällen sind Angaben über den arithmetischen Mittelwert und die quadratische Streuung unangebracht. Man verwendet dann den geometrischen Mittelwert G und gibt hierzu den Streufaktor F an, für den man zweckmäßigerweise von den beiden möglichen Werten den Wert wählt, der die Zahl 1 übersteigt.

Damit sind die Grenzen des Streubereichs durch die Werte $g_o = G \cdot F$ und $g_u = G \cdot \frac{1}{F}$ festgelegt.

Mit dem unteren Grenzwert g_u und dem oberen Grenzwert g_o gilt für logarithmische Normalverteilung (gerade Summenhäufigkeits-Linie bei logarithmischer Abszissenteilung):

$$G = \sqrt{g_u \cdot g_o} \quad \text{und} \quad F = \frac{g_o}{g_u} \quad \text{(hierbei } F > 1\text{)}$$

Doppelt gekrümmte Summenhäufigkeits-Linie

Die Bilder 6, 7, 8, 10 und 11 zeigen Beispiele für doppelt gekrümmte Summenhäufigkeits-Kennlinien bei linearer Abszissenteilung. Die mehrfache Krümmung deutet im allgemeinen darauf hin, daß es sich bei den Meß- bzw. Klassenwerten um **Mischkollektive** handelt.

Die oben genannten Bilder betreffen Fälle, in denen jeweils zwei Mischkollektive von Belang sind. Derartige Fälle eignen sich noch für Analysen. Bei weiteren Krümmungen der Summenhäufigkeits-Linie werden Aufgliederungen in die Einzelkollektive meistens zu unsicher.

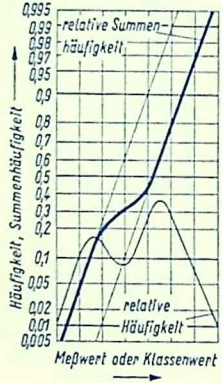


Bild 8

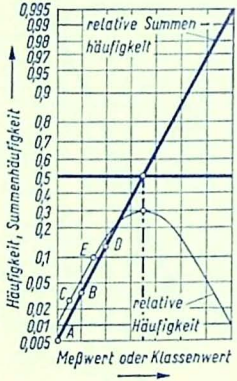


Bild 9

Aus dem Verlauf der doppelt gekrümmten Summenhäufigkeits-Linie kann man Schlüsse auf die Eigenschaften der Einzelkollektive ziehen, die das jeweilige Mischkollektiv bilden. Die folgenden Beispiele dienen zur Erläuterung.

Bilder 6 und **10**: Steilerer Abschnitt zwischen zwei flachen Abschnitten mit untereinander gleichen Steigungen, steilerer Abschnitt oberhalb und unterhalb der relativen Summenhäufigkeit 0,5 etwa gleich lang: Zwei Einzelkollektive mit übereinstimmenden Zentralwerten aber verschiedenen Streuungen.

Bild 7: Flacher Abschnitt zwischen zwei steileren Abschnitten mit übereinstimmenden Steigungen, flacherer Abschnitt oberhalb und unterhalb der Summenhäufigkeit 0,5 etwa

gleich lang: Zwei Einzelkollektive mit voneinander verschiedenen Zentralwerten, aber übereinstimmenden Streuungen.

Bild 8: Zwischen zwei steileren Abschnitten mit übereinstimmenden Steigungen flacherer Abschnitt der Summenhäufigkeitslinie unterhalb der Summenhäufigkeit 0,5. Zwei Einzelkollektive mit verschiedenen Zentralwerten, aber übereinstimmender Streuung; Kollektiv mit niedrigerem Zentralwert schwächer vertreten als Kollektiv mit höherem Zentralwert.

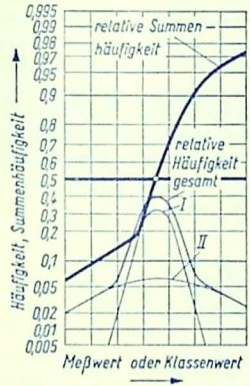


Bild 10

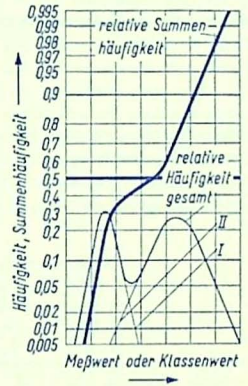


Bild 11

Bild 11: Verlauf der Summenhäufigkeits-Linie wie Bild 8, aber verschiedene Steigungen der äußeren Abschnitte: Zwei Einzelkollektive mit verschiedenen Zentralwerten und verschiedenen Streuungen; Kollektiv mit dem niedrigeren Zentralwert und der geringeren Streuung schwächer vertreten als das andere Kollektiv.

Die relativen Häufigkeiten

Aus den Summenhäufigkeits-Linien kann man die Linien der relativen Häufigkeit leicht ableiten. Dies sei zunächst an dem Fall eines einheitlichen Kollektivs gezeigt **(Bild 9)**. Um die relative Häufigkeit, die durch Punkt C dargestellt wird, zu erhalten, bildet man die Differenz der relativen Summenhäufigkeiten der bezüglich der Meßwerte symmetrisch zu C gelegenen Punkte A und B:

Zu A 0,005	zu B 0,032	Differenz 0,032 — 0,005 = 0,027

dementsprechend gilt für E:

zu B 0,032	zu D 0,13	Differenz ≈ 0,1

Trägt man die Linie der relativen Häufigkeit für Gaußsche Verteilung in das Wahrscheinlichkeitsnetz mit linearer Abszissenteilung ein, so ergeben sich zwei gleich steil abfallende

Äste. Diese nähern sich rasch zwei zur Summenhäufigkeits-Linie bzw. zu deren Spiegelbild parallelen Geraden.

Der Scheitelpunkt der Linie der symmetrischen relativen Häufigkeits-Linie gehört hierbei zu dem Meß- bzw. Klassenwert, für den die relative Summenhäufigkeit mit 0,5 gegeben ist.

Die Linien der relativen Häufigkeit in den Bildern 6, 7, 8, 10 und 11 sind auf entsprechende Weise aus den dort eingetragenen Linien der relativen Summenhäufigkeit gewonnen.

Bild 6 zeigt vor und hinter dem Abschnitt höherer Steigung zwei Abschnitte gleicher Steigung mit einander etwa entsprechenden Übergängen zum bzw. vom Mittelabschnitt. In Bild 10 sieht es so aus, als wären die Steigungen der äußeren Abschnitte ungleich. Außerdem sind dort die beiden Übergänge erheblich voneinander verschieden. Die Gleichheit der Steigungen würde sich jedoch bei Verlängerung der Summenhäufigkeits-Linie nach oben erweisen. Die scharfe Krümmung des unteren Überganges folgt daraus, daß das Kollektiv mit der geringeren Streuung hier mit steigendem Meßwert sofort stark überwiegt. Der schleifende Übergang im oberen Teil der Summenhäufigkeits-Linie folgt daraus, daß bei steigendem Meßwert der Beitrag des Kollektivs mit der großen Streuung wegen seines kleinen Anteils erst langsam an Bedeutung gewinnt.

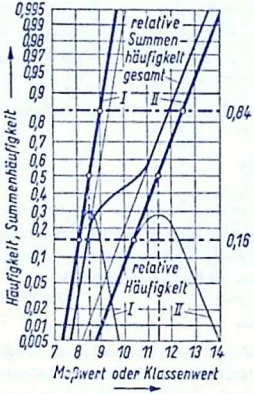


Bild 12

Aus dem Verlauf der relativen Gesamthäufigkeit sind bei zwei Teilkollektiven die Einzelhäufigkeiten verhältnismäßig einfach zu gewinnen (Bilder 11 und 12).

Wie man aus den Linien die relativen Einzelhäufigkeiten die Linien der relativen Summenhäufigkeiten und damit die arithmetischen Mittelwerte sowie die Streuungen gewinnen kann, zeigt für den Fall des Bildes 11 das Bild 12. Siehe hierzu auch den das Bild 7 betreffenden Text.

Negative Zahlenwerte in Kennliniendarstellungen

Vorbemerkung

Behandelt wird die Kennliniendarstellung im rechtwinkligen Koordinatensystem. Dieses gründet sich auf eine senkrechte und eine waagerechte Achse. Neben den Achsen sind die Bezeichnungen der die aufgetragenen Zahlenwerte betreffenden Größen (meistens als Formelzeichen, seltener als Wörter) zusammen mit Pfeilen eingetragen.

Diese Pfeile haben nichts mit den Zählpfeilen zu tun, die in Schaltplänen die Zählrichtungen der Ströme und Spannungen angeben. Sie zeigen nur die Richtungen an, in denen die Zahlenwerte der Größen ansteigen.

Kennlinie in nur einem Quadranten

Bei Beschränkung auf einen einzigen Quadranten des rechtwinkligen Koordinatensystems ist es richtig, den ersten Quadranten **(Bild 1)** zu verwenden, wenn es sich für beide

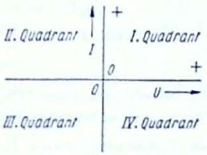


Bild 1

Größen, deren Zusammenhang im Kennlinienbild gezeigt werden soll, um positive Zahlenwerte handelt **(Bild 2)**.

Dabei werden die Zahlenwerte von links nach rechts bzw. von unten nach oben steigend aufgetragen.

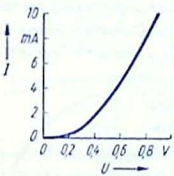


Bild 2

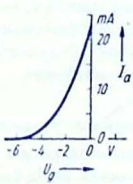


Bild 3

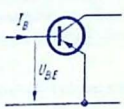


Bild 4

Kommen für die senkrechte Achse (Ordinatenachse) positive, für die waagerechte Achse (Abszissenachse) aber negative Zahlenwerte in Betracht, so verwendet man statt des ersten in der Regel den zweiten Quadranten. Ein Beispiel dafür ist die Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie, die $I_a(U_g)$-Kennlinie, der Röhre **(Bild 3)**.

Handelt es sich für beide Größen um negative Zahlenwerte, so ist es exakt, anstelle des ersten den dritten Quadranten zu wählen, also die Werte dem Betrag nach steigend auf der waagerechten Achse von rechts nach links und auf der senkrechten Achse von oben nach unten aufzutragen.

Ein Beispiel hierfür ist die Basisstrom Basisspannungs-Kennlinie des pnp-Transistors **(Bilder 4 und 5)**. Diese Darstellungsart ist bei Beschränkung auf nur einen Quadranten ungewohnt. Sie erschwert dadurch das Lesen und Verwerten des Kennlinienbildes.

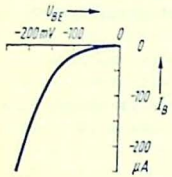


Bild 5

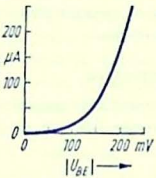


Bild 6

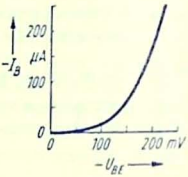


Bild 7

Deshalb verwendet man häufig anstelle des eigentlich richtigen dritten Quadranten doch den ersten Quadranten. Hierzu gibt es folgende Möglichkeiten:

- das Auftragen der Beträge der Zahlenwerte, also z. B. der Werte von $|I_B|$ und $|U_{BE}|$ **(Bild 6)** sowie
- das Verwenden positiver Zahlenwerte in Verbindung mit negativen Vorzeichen für die Formelzeichen der Größen **(Bild 7)**. Statt z. B. zu schreiben $I_B = -100\,\mu A$ kann man ebenso richtig auch schreiben $-I_B = +100\,\mu A$. Dies nutzt man für die Kennliniendarstellung aus. Man schreibt also an die Achsen z. B. $-U_{BE}$ und $-I_B$ und an die Teilungen der Achsen entsprechend die positiven Zahlenwerte.

Damit kann der erste Quadrant verwendet werden.

Von der letztgenannten Möglichkeit macht man im Zusammenhang mit pnp-Transistoren Gebrauch. Bei Transistoren sind die Zählrichtungen für den Collector- sowie für den Basisstrom so festgelegt, daß I_C und I_B sowie U_{CE} und U_{BE} bei pnp-Transistoren im normalen Betrieb negative Zahlenwerte haben.

Kennlinien für Zusammenhänge mit Vorzeichenwechsel

Ein wichtiges Beispiel für Zusammenhänge, die im rechtwinkligen Koordinatensystem an sich zwei Quadranten beanspruchen, ist die Beziehung zwischen Spannung und Strom für ein Ventil (z. B. für eine Germaniumdiode). Hierfür gibt es zwei Möglichkeiten zum Festlegen der Zählrichtungen. Man kann:

- dem Ventilstrom und der Ventilspannung je eine für alle Betriebsfälle, also für Betrieb mit beiden möglichen Polungen geltende Zählrichtung zugrundelegen, wozu man üblicherweise gemäß **Bild 8** die Zählrichtungen der Durchlaßrichtung entsprechen läßt, oder

- für die Durchlaßrichtung wie für die Sperrichtung jeweils eine besondere Strom- und Spannungs-Zählrichtung vereinbaren **(Bilder 9 und 10)**.

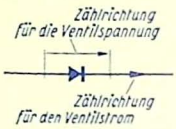


Bild 8

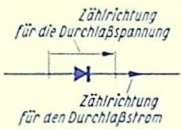


Bild 9

Bild 10

Die erste Möglichkeit hat den Vorteil, daß man mit nur einem Strombegriff und einem Strom-Formelzeichen sowie mit nur einem Spannungsbegriff und nur einem Spannungs-Formelzeichen auskommt, wobei sich die zwei Betriebsfälle (Durchlaß und Sperrung) durch die Vorzeichen klar unterscheiden **(Bilder 11 und 12)**. Der hierbei in Kauf genommene

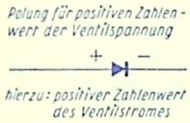


Bild 11

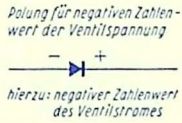


Bild 12

Nachteil ist damit gegeben, daß zur Kennliniendarstellung der Platz für die Quadranten I und III benötigt wird **(Bilder 13 und 14)**. Es ist bei Verwenden verschiedener Maßstäbe für Durchlaß- und Sperrichtung zweckmäßig, die zwei Quadranten so auseinander zu rücken, wie Bild 14 das zeigt.

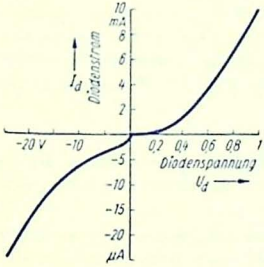


Bild 13

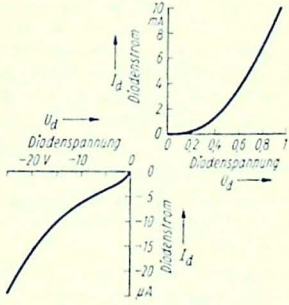


Bild 14

Die Vorteile der zweiten Möglichkeit bestehen darin, daß man sowohl für die Sperrkennlinie wie für die Durchlaßkennlinie den ersten Quadranten verwenden kann und daß sich beide Betriebsfälle durch die Benennungen der Spannungen und Ströme (Durchlaß...

und Sperr...) sowie durch die Indizes der Formelzeichen deutlich unterscheiden (**Bilder 15** und **16**). Der Nachteil ist darin zu sehen, daß man mit Durchlaß und Sperrung zwei Benennungen verwendet, wobei der Wechsel der Bezeichnungen einen Vorzeichenwechsel für den Zahlenwert einer tatsächlich herrschenden Spannung oder eines wirklich fließenden Stromes einschließt.

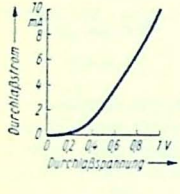


Bild 15

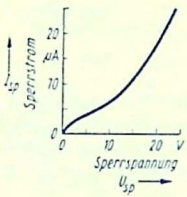


Bild 16

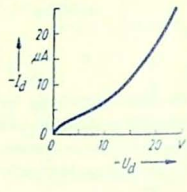


Bild 17

Ist der Zusammenhang zwischen Diodenstrom und Diodenspannung allein für die Sperrichtung darzustellen, so kann das gemäß Bild 7 so geschehen, wie es (im Vergleich zu **Bild 16**) in **Bild 17** gezeigt ist.

Darstellen von Majoritäts- und Minoritätsträgerstrom

as Ventil ist oft ein Halbleiterelement. Es enthält dann Elektronen als negative und Löcher s positive frei bewegliche Ladungsträger. Hieraus folgt, daß sich der Ventilstrom aus vei Strömen, einem Elektronen- und einem Löcherstrom zusammensetzt. Dabei sind in eder Zone des Halbleiterelements jeweils die Ladungsträger der einen Art in der Überzahl. Deshalb spricht man hier von Majoritäts- und Minoritätsträgerstrom. Obschon die Ladungsträger einander entgegengesetzte Vorzeichen haben, und sich demzufolge auch in einander entgegengesetzter Richtung bewegen, gilt für beide Anteile des Ventilstromes stets dieselbe rechnerische (konventionelle) Stromrichtung. Über Majoritäts- und Minoritätsträger siehe TELEFUNKEN-Fachbuch „Der Transistor I", Grundlagen und Kennlinien.

Kennlinien mit logarithmischen Maßstäben

Zum Auftragen von Ventilkennlinien verwendet man vorzugsweise logarithmische Strommaßstäbe, weil die Werte von Durchlaß- und Sperrstrom innerhalb großer Bereiche interessieren.

Auch in logarithmischen Maßstäben ist es üblich, die Zahlenwerte von links nach rechts und von unten nach oben steigend aufzutragen. Da in einem logarithmischen Maßstab der Zahlenwert Null nicht darstellbar ist, muß man sich bei logarithmischen Maßstäben für beide Achsen mit einem Quadranten und bei logarithmischem Maßstab für eine Achse sowie linearem Maßstab für die andere Achse mit zwei Quadranten begnügen.

Logarithmische Maßstäbe machen es beispielsweise möglich, für beide Äste einer Diodenkennlinie auch bei großen Zahlenwert-Unterschieden zwischen Durchlaßstrom

und Sperrstrom denselben Strommaßstab sowie bei ebenfalls großen Zahlenwert-Unterschieden zwischen Diodenspannung für Durchlaßrichtung und Diodenspannung für Sperrichtung denselben Spannungsmaßstab zu verwenden.

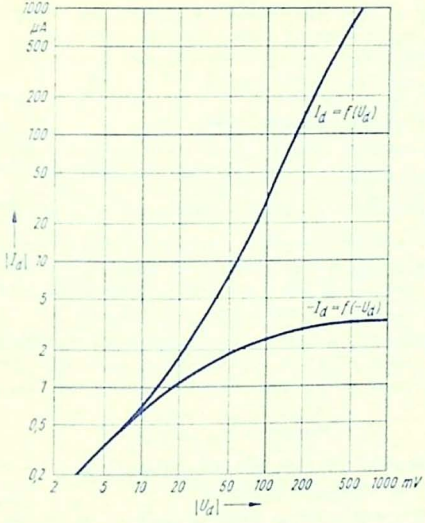


Bild 18

Für die Sperrichtung trägt man, um positive Zahlenwerte für den Strom zu bekommen, den Sperrstrom oder den negativen Diodenstrom auf. Dabei hat man im Falle der Verwendung des negativen Diodenstromes an den gemeinsamen Strommaßstab die Bezeichnung „Betrag des Diodenstromes" bzw. $|I_d|$, und an die Kennlinienäste $+I_d$ und $-I_d$ anzuschreiben, weil sich der Strommaßstab dann sowohl auf den positiven wie auf den negativen Diodenstrom bezieht. Entsprechendes gilt für die Spannung **(Bild 18)**.

Ausdrucksweise

Hat man Änderungen von negativen Zahlenwerten einer Größe zu beschreiben oder zu nennen, so verwendet man dafür zweckmäßigerweise den Begriff des Betrages.

Beispiele: Eine Gittervorspannung soll von −6 V auf −9 V geändert werden. Das kann man richtig z. B. auch so ausdrücken: Der Betrag der negativen Gittervorspannung soll von 6 V auf 9 V (oder um 3 V) erhöht werden.

Die Ausdrucksweise: Die Gitterspannung werde um 3 V negativer (bzw. positiver) gemacht, ist sinnwidrig. Mehr als negativ oder positiv gibt es nicht.

Das Anschreiben von Gleichungen

Vorbemerkung

Man unterscheidet im wesentlichen Größengleichungen, Zahlenwertgleichungen und Einheitengleichungen. Bevor auf das Anschreiben dieser Gleichungen eingegangen werden kann, müssen die ihnen zugrunde liegenden Begriffe, nämlich Größe, Wert, Betrag, Zahlenwert und Einheit näher erklärt werden.

Begriff und Wert der physikalischen Größe

Eine physikalische Größe kennzeichnet eine physikalische Eigenschaft oder eine physikalische Erscheinung oder einen physikalischen Zustand als **Begriff**.

Eine physikalische Größe ist z. B. der elektrische Strom oder die Länge.

Eine Eigenschaft einer jeden physikalischen Größe ist ihr **Wert**. Dieser kann gemessen oder berechnet werden und wird dargestellt durch das Produkt aus einer Zahl und der dieser Zahl zugrunde liegenden Einheit. Der Wert einer gerichteten Größe (z. B. Vektor) enthält als zusätzlichen Faktor den hierzu gehörenden Einheitsvektor.

Der Wert einer physikalischen Größe ist unabhängig von der Wahl der Einheit. So kann z. B. der Wert derselben Länge in Meter oder in Zoll angegeben werden. Dabei gleicht sich die Verschiedenheit der Einheiten durch die gegensätzliche Verschiedenheit der Zahlen aus.

Beispiel: 2 m = 78,74 Zoll

Im Zusammenhang mit Gleichungen, Formeln und Zahlenrechnungen handelt es sich stets um die Werte der physikalischen Größen.

Auch grundsätzliche mathematische Untersuchungen erstrecken sich immer auf die Werte der physikalischen Größen und nicht auf die diesen Werten zugrunde liegenden Begriffe.

Man beachte: Die Werte der physikalischen Größen werden (leider) häufig kurz „Größen" genannt.

Wert und Formelzeichen der physikalischen Größe

Den Wert einer physikalischen Größe kann man durch das dafür in Betracht kommende Formelzeichen ausdrücken. Dieses vertritt das Produkt aus der Zahl und der hierzu gehörenden Einheit, die beliebig gewählt werden kann, sowie gegebenenfalls aus dem Einheitsvektor.

Eine gewisse Ausnahme besteht in der Elektrotechnik bezüglich der Formelzeichen für physikalische Größen mit durchweg imaginären Werten: Dabei gibt das mit dem Faktor j multiplizierte Formelzeichen den Wert der Größe an.

So bedeutet zwar das Formelzeichen Z für die Impedanz, d. h. für den komplexen Widerstand, den komplexen Wert, während das Produkt $j \cdot X$ die Reaktanz, d. h. den imaginären Widerstand darstellt. Entsprechendes gilt für die Suszeptanz, d. h. für den imaginären Leitwert $j \cdot B$.

Zahlenwert einer physikalischen Größe

Unter dem Zahlenwert einer physikalischen Größe ist eine reine Zahl zu verstehen. Diese Zahl kann reell oder imaginär oder komplex sein und das positive oder negative Vorzeichen haben sowie gegebenenfalls den Einheitsvektor mit umfassen.

Man beachte: Die Zahlenwerte physikalischer Größen sind wirklich nur reine Zahlen und nicht etwa mit Zahl und Einheit festgelegte Werte! Sie werden infolgedessen hier einfach „Zahlen" genannt. Der Ausdruck „Zahlenwert" kann zu Verwechslungen mit dem zahlenmäßigen (numerischen) Wert einer physikalischen Größe führen.

Um die zu einer physikalischen Größe gehörende Zahl durch ein Formelzeichen auszudrücken, muß man (anstelle des Formelzeichens allein) den Bruch setzen, in dessen Zähler das Formelzeichen und in dessen Nenner die als Grundlage für die Zahl vereinbarte Einheit steht. Nur dadurch, daß man den durch das Formelzeichen dargestellten Wert der physikalischen Größe durch die gewählte Einheit teilt, kommt man zu einer reinen Zahl.

Beispiel:

Formelzeichen, das den Wert der physikalischen Größe bedeutet	$I = 10\ \mathrm{A}$
gewählte Einheit	A
zu der physikalischen Größe für die gewählte Einheit gehörende Zahl	$\frac{I}{\mathrm{A}} = \frac{10 \cdot \mathrm{A}}{\mathrm{A}} = 10$

Für imaginäre Zahlen ist der Inhalt des vorletzten Abschnittes zu beachten. In Übereinstimmung damit gilt:

Größe	Reaktanz	Suszeptanz
Produkt, das den Wert der physikalischen Größe bedeutet	$j \cdot X$	$j \cdot B$
Gewählte Einheit	Ω	S
Zahl	$\frac{j \cdot X}{\Omega}$	$\frac{j \cdot B}{\mathrm{S}}$

Betrag

- Der Betrag einer reellen Zahl ist die positiv gerechnete Zahl.
- Der Betrag einer imaginären Zahl ist die reell und positiv gerechnete Zahl.
- Der Betrag einer komplexen Zahl ist der Betrag der Wurzel aus der Summe der Quadrate des Realteiles und des durch j dividierten Imaginärteiles der komplexen Zahl.
- Der Betrag eines Produktes aus einer Zahl und einem Einheitsvektor ist die positiv gerechnete Zahl.
- Der Betrag des Wertes einer physikalischen Größe ist gegeben als Produkt des Betrages der Zahl und der Einheit, die der Zahl zugrunde liegt.

Um den Betrag einer physikalischen Größe durch das Formelzeichen auszudrücken, wird das Formelzeichen zwischen zwei senkrechte Striche (Betragsstriche) gesetzt.

Beispiele:

$|U|$ Betrag des Wertes der Spannung U, d. h. Produkt aus dem Betrag der Zahl und der hierzu gehörenden Einheit.

$|Z|$ Betrag des Wertes der Impedanz Z, d. h. Produkt aus dem Betrag der komplexen Zahl und der hierzu gehörenden Einheit.

Den Betrag der Zahl für eine physikalische Größe schreibt man entweder unmittelbar als positive reelle Zahl an oder drückt ihn als Verhältnis des Formelzeichens zu der jeweils gewählten Einheit aus.

Beispiel:

Betrag der Zahl für einen komplexen Widerstand Z mit der hierfür gewählten Einheit Ω:

$$\text{Zahlen-Betrag} = \left|\frac{Z}{\Omega}\right| = \frac{|Z|}{\Omega} = \text{reelle positive Zahl}$$

Größengleichungen

Größengleichungen sind Gleichungen zwischen den **Werten physikalischer Größen.** In der Größengleichung erscheinen die Formelzeichen dieser Werte ohne Angabe von Einheiten. Zueinander passende Einheiten ergeben sich in diesen Größengleichungen durch einen Vergleich der Einheiten beider Gleichungsseiten. Mit den Formelzeichen:

U Wert der Gleichspannung $\qquad$ P Wert der Leistung

I Wert des Gleichstromes $\qquad$ R Wert des Widerstandes

kann man beispielsweise folgende (allgemeinen) Größengleichungen aufstellen:

$$P = U \cdot I \qquad R = \frac{U}{I} \qquad P = \frac{U^2}{R} \qquad P = I^2 \cdot R$$

Strenggenommen gehört zu Gleichungen solcher Art ein Schaltplan mit eingetragenen Zählpfeilen.

Enthält die Größengleichung bestimmte Zahlen für einzelne oder für alle darin vorkommenden Größen, so müssen den Zahlen die ihnen zugrunde liegenden Einheiten als Faktoren zugefügt werden.

Es ist unzulässig, in Größengleichungen mit Einheiten behaftete Werte von Größen als reine Zahlen erscheinen zu lassen. Man darf z. B. den Zusammenhang der Transistor-Steilheit S_0 für tiefe Frequenzen mit dem Emitter-Gleichstrom I_E nicht so ausdrücken:

$$S_0 = 39 \cdot I_E$$

sondern man muß z. B. schreiben $\qquad S_0 = \frac{39}{\text{V}} \cdot I_E = \frac{I_E}{0{,}0256\,\text{V}}$

Zahlenwertgleichungen

Zahlenwertgleichungen sind Zahlengleichungen, d. h. Gleichungen zwischen reinen Zahlenausdrücken.

In einer Zahlenwertgleichung ist jedes Formelzeichen, das den Wert einer physikalischen Größe darstellt, durch die jeweils gewählte Einheit geteilt. Jeder solche Quotient bedeutet die Zahl, die angibt, wie viele der gewählten Einheiten der Wert der physikalischen Größe enthält, wobei zu der Zahl gegebenenfalls auch ein Einheitsvektor gehört. Man kann daher mit den im vorangehenden Abschnitt aufgeführten Formelzeichen U, I, P und R schreiben:

$$\frac{P}{\mathrm{W}} = \frac{U}{\mathrm{V}} \cdot \frac{I}{\mathrm{A}} \qquad \frac{R}{\mathrm{M\Omega}} = \frac{U}{\mathrm{kV}} : \frac{I}{\mathrm{mA}} \qquad \frac{P}{\mathrm{mW}} = \left(\frac{U}{\mathrm{V}}\right)^2 : \frac{R}{\mathrm{k\Omega}} \qquad \frac{P}{\mu\mathrm{W}} = \left(\frac{I}{\mathrm{mA}}\right)^2 \cdot \frac{R}{\Omega}$$

Eine solche Schreibweise ist schwerfällig. Dazu kommt als weiterer Nachteil von Zahlenwertgleichungen, daß darin jede durch eine Zahl vertretene Größe ohne die Einheit erscheint, die der Zahl zugrunde liegt. Beispiel:
Die Beziehung zwischen der Leistung P, dem Strom I und der mit 110 V festliegenden Spannung wäre als Zahlenwertgleichung richtig so zu schreiben:

$$\frac{P}{\mathrm{W}} = 110 \cdot \frac{I}{\mathrm{A}}$$

Falsch angeschriebene Gleichungen

Falsch sind solche Gleichungen, in denen Ausdrücke mit Werten physikalischer Größen und reine Zahlen-Ausdrücke einander gleichgesetzt werden. Beispiel für eine die Bandbreite b betreffende, falsch angeschriebene Gleichung:

$$b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0{,}3 \cdot 10^{-9} \cdot 1{,}9 \cdot 10^{6}} = 0{,}28\ \mathrm{kHz}$$

Hier steht an dritter Stelle ein reiner Zahlen-Ausdruck. Die Gleichheitszeichen, die ihn mit den anderen (Größen darstellenden) Teilen der Gleichung verbinden, sind ungerechtfertigt.
Richtig ist

$$b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0{,}3 \cdot 10^{-9}\ \mathrm{F} \cdot 1{,}9 \cdot 10^{6}\ \Omega} = 280\ \mathrm{Hz} = 0{,}28\ \mathrm{kHz}.$$

Einheitengleichungen

In einer Einheitengleichung ist nur die Beziehung zwischen den zu den beiden Seiten einer Größengleichung gehörenden Einheiten dargestellt. Zu

$$U_1 = U_2 + U_3$$

gehören z. B. die Einheitengleichungen:

$$1\ \mathrm{V} = 1\ \mathrm{V}$$

oder

$$1\ \mathrm{V} = 1000\ \mathrm{mV}$$

Zu der letzten Zeile des vorangehenden Abschnittes kann man folgende Einheitengleichungen aufstellen:

$$1\ \mathrm{F} = 1\frac{\mathrm{A \cdot s}}{\mathrm{V}}, \qquad 1\ \Omega = 1\ \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{A}} \qquad \text{folglich} \qquad 1\ \mathrm{F} \cdot 1\ \Omega = 1\ \frac{\mathrm{A \cdot s \cdot V}}{\mathrm{V \cdot A}} = 1\ \mathrm{s}$$

$$1\ \mathrm{Hz} \text{ und } \frac{1}{\mathrm{s}} \text{ stimmen in ihrer Bedeutung überein}$$

Ist das Formelzeichen für den Wert einer physikalischen Größe in eckige Klammern gesetzt, so bedeutet das, daß die für die Angabe dieses Wertes gewählte Einheit gemeint ist. Beispiel:

$$[U] = \mathrm{V}$$

heißt: Die Einheit von U ist Volt. Die eckigen Klammern werden also gelesen als „Die Einheit von".
Die Schreibarten U [V] oder $U = 16$ [V] entsprechen keinen gültigen Normen.

Zählrichtungen für Ströme und Spannungen

Vorbemerkungen

Für den Augenblickswert eines Stromes oder den Augenblickswert einer Spannung in einem Netzwerk kann das Vorzeichen des zugehörigen numerischen Wertes nur dann angegeben werden, wenn die Richtungen des Stromes oder der Spannung festgelegt sind.

Auch die Beziehungen und Gleichungen, die die Augenblickswerte von mehreren Strömen, von mehreren Spannungen oder von Strömen und Spannungen des Netzwerks miteinander verknüpfen, können nur dann eindeutig angegeben werden, wenn die Richtungen für jeden Strom und jede Spannung gekennzeichnet sind.

Diese Richtungen nennt man **Zählrichtungen**.

Zur Angabe der Zählrichtungen von Strömen und Spannungen dienen **Zählpfeile**, die in den Schaltplan eingetragen sind. Für Spannungen können die Zählrichtungen auch durch **Doppelindizes** der Formelzeichen angegeben werden.

Das Festlegen der Zählrichtungen geschieht in der Literatur nicht einheitlich, sondern auf verschiedene Arten.

Die folgende Definition der Zählrichtungen ist weit verbreitet und wird im TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I, II und III einheitlich angewendet.

Kennzeichnen der Zählrichtung für den Strom

Die Zählrichtung für den Augenblickswert i eines Stromes in einer Leitung wird im Schaltplan durch einen in den Leitungsstrich eingetragenen Zählpfeil **(Bild 1a)** oder notfalls auch durch einen parallel zum Leitungsstrich eingezeichneten Zählpfeil **(Bild 1b)**

Bild 1

kenntlich gemacht. Neben den Zählpfeil wird das Formelzeichen des Augenblickswertes des Stromes geschrieben.

Der Zählpfeil des Stromes zeigt in die Bewegungsrichtung der zugehörigen Ladung. Das Vorzeichen des numerischen Wertes des Stromes ist gleich dem Vorzeichen der in dieser Richtung bewegten Ladung.

Diese Zählpfeil-Richtung entspricht der sogenannten **konventionellen Stromrichtung**: Der Strom i hat

- in dem Zeitpunkt einen positiven numerischen Wert, in dem die in Zählpfeilrichtung bewegte Ladung positiv ist
- in dem Zeitpunkt einen negativen numerischen Wert, in dem die in Zählpfeilrichtung bewegte Ladung negativ ist.

Der Transport positiver Ladung in einer Richtung im Leiter ist gleichbedeutend mit dem Transport negativer Ladung gleichen Betrages in entgegengesetzter Richtung. Daher stellt ein und dieselbe Ladungsbewegung entweder einen Strom i_1 mit dem Zählpfeil von A nach B **(Bild 2a)** oder einen Strom $i_2 = -i_1$ mit dem entgegengesetzt gerichteten Zählpfeil von B nach A **(Bild 2b)** dar. Die Bilder 2a und 2b beschreiben also dieselbe

Bild 2

Ladungsbewegung. Ist der numerische Wert von i_1 positiv, so bewegen sich positive Ladungsträger (Löcher, positive Ionen) von A nach B oder negative Ladungsträger (Elektronen, negative Ionen) von B nach A.

Kennzeichnen der Zählrichtung für die Spannung

Eine elektrische Spannung wird für einen Punkt eines Netzwerks immer gegen einen zweiten Punkt, den **Bezugspunkt** des Netzwerks, angegeben. Man spricht daher zweckmäßig von

- der Spannung des betrachteten Punktes gegen den Bezugspunkt

und nicht einfach von

- der Spannung des betrachteten Punktes oder der Spannung zwischen zwei Punkten.

Die Zählrichtung für den Augenblickswert u einer Spannung des Punktes A gegen den Punkt B eines Netzwerks wird im Schaltplan durch einen von A nach B gerichteten Zähl-

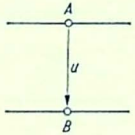


Bild 3

pfeil festgelegt **(Bild 3)**. Neben den Zählpfeil wird das Formelzeichen des Augenblickswertes der Spannung geschrieben.

Der Zählpfeil der Spannung zeigt in die Richtung des zugehörigen Spannungsgefälles. Das Vorzeichen des numerischen Wertes der Spannung ist gleich dem Vorzeichen des in dieser Richtung vorhandenen Spannungsgefälles.

Die Spannung u hat also

- in dem Zeitpunkt einen positiven numerischen Wert, in dem das Spannungsgefälle in Zählpfeilrichtung positiv ist, d. h. in dem das Potential des Punktes A größer ist als das Potential des Bezugspunktes B

● in dem Zeitpunkt einen negativen numerischen Wert, in dem das Spannungsgefälle in Zählpfeilrichtung negativ ist, d. h. in dem das Potential des Punktes A kleiner ist als das Potential des Bezugspunktes B.

Ein positives Spannungsgefälle von A nach B ist gleichbedeutend mit einem negativen Spannungsgefälle, d. h. einem Spannungsanstieg gleichen Betrages von B nach A. Daher stellt ein und derselbe Potentialunterschied der Punkte A und B entweder eine Spannung

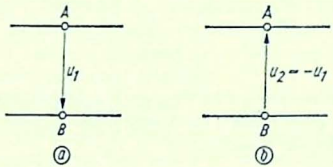


Bild 4

u_1 mit dem Zählpfeil von A nach B **(Bild 4a)** oder eine Spannung $u_2 = -u_1$ mit dem entgegengesetzt gerichteten Zählpfeil von B nach A **(Bild 4b)** dar. Die Bilder 4a und 4b beschreiben also denselben Potentialunterschied.

Anstatt durch einen Zählpfeil kann die Zählrichtung einer Spannung auch durch einen an das Formelzeichen gesetzten Doppelindex festgelegt werden, wobei die Reihenfolge der beiden Indizes die Zählrichtung angibt. Der erste Index bezeichnet den betrachteten Punkt, der zweite Index den Bezugspunkt der Spannung. Die Spannung des Punktes A

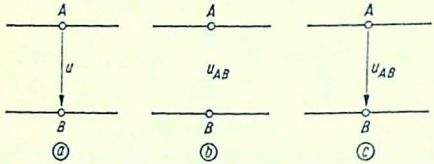


Bild 5

gegen den Punkt B wird also ebenso eindeutig wie durch den von A nach B gerichteten Zählpfeil und das Formelzeichen u **(Bild 5a)** durch das Formelzeichen u_{AB} allein **(Bild 5b)** gekennzeichnet. Oft findet man auch die Kennzeichnung durch den Zählpfeil und den Doppelindex gemeinsam **(Bild 5c)**.

Andere Festlegungen der Zählrichtungen

Im Gegensatz zu den hier angegebenen Definitionen der Zählpfeile wird auch der entgegengesetzt gerichtete Zählpfeil für den Strom (vereinzelt) und für die Spannung (häufiger, vor allem in der amerikanischen Literatur) verwendet.

Der Zählpfeil eines Stromes mit positivem Zahlenwert zeigt dann in die Bewegungsrichtung der negativen Ladung (Bewegungsrichtung der Elektronen).

Der Zählpfeil einer Spannung des Punktes A gegen den Bezugspunkt B ist dann von B nach A gerichtet, zeigt also in die Richtung des Spannungsanstiegs.

Ein Plus- und ein Minus-Zeichen sollte nicht, wie in **Bild 6**, zur Angabe der Zählrichtung einer Spannung verwendet werden, sondern der Bezeichnung der Polarität einer Gleich-

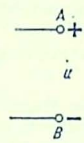


Bild 6

spannungsquelle wie in **Bild 7a** oder dem gleichbedeutenden **Bild 7b** vorbehalten bleiben. Auch die Bezeichnung einer Spannung durch einen Pfeil mit zwei Pfeilspitzen **(Bild 8)**

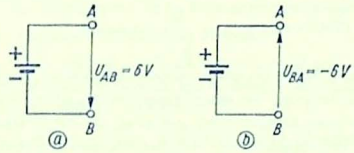


Bild 7

ist zu vermeiden, da sie unvollständig ist und allenfalls nur den absoluten Betrag der Spannung angibt.

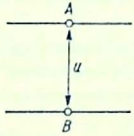


Bild 8

Gleichgrößen und Wechselgrößen

Das an den Zählpfeil eines Stromes oder einer Spannung angeschriebene Formelzeichen gilt im allgemeinen für den Augenblickswert der Größe, die selbst beliebig von der Zeit t abhängen kann. Sie kann z. B. zeitunabhängig sein (ein Gleichstrom oder eine Gleichspannung) oder eine Größe mit einer Gleich- und einer Wechselkomponente oder eine Folge von Impulsen.

Auch bei zeitlich sinusförmig verlaufenden Größen muß die Zählrichtung z. B. durch einen Zählpfeil gekennzeichnet werden. Die Zählpfeil-Richtung wird für einen Zeitpunkt festgelegt und für alle Zeitpunkte t unverändert beibehalten. Erst mit der Angabe des Zählpfeiles ist das Vorzeichen des numerischen Wertes z. B. für eine sinusförmige Wechselspannung durch die zugehörige Zeitfunktion

$$u = U \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi) = \mathrm{Re}\left\{\underline{U} \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t)\right\}$$

mit der Amplitude U, der Kreisfrequenz ω, dem Nullphasenwinkel φ, oder der komplexen Amplitude $\underline{U} = U \cdot \exp(j \cdot \varphi)$ für jeden Zeitpunkt t festgelegt. Der Wechselcharakter der Größe kommt in dem zeitlichen Wechsel des Vorzeichens des numerischen Wertes der Größe zum Ausdruck.

Der Augenblickswert u der sinusförmigen Wechselspannung für einen bestimmten Zeitpunkt t ergibt sich durch Multiplizieren der komplexen Amplitude $\underline{U}$ mit dem Faktor $\exp(j \cdot \omega \cdot t)$ und durch Bilden des Realteils dieses Produktes. Er ist also für jedes t bekannt, wenn $\underline{U}$ und ω bekannt sind. Auch die Summe oder die Differenz mehrerer Augenblickswerte von sinusförmigen Strömen und Spannungen derselben Frequenz ω erhält man durch Multiplizieren der Summe oder der Differenz der komplexen Amplituden mit $\exp(j \cdot \omega \cdot t)$ und durch Bilden des Realteils dieses Produktes. Anstelle der komplexen Amplitude $\underline{U}$ wird häufig der komplexe Effektivwert $\underline{U}_{eff} = \dfrac{\underline{U}}{\sqrt{2}}$ verwendet.

Da also in einem linearen Netzwerk die Augenblickswerte aller sinusförmigen Ströme und Spannungen derselben Frequenz für jeden Zeitpunkt t ermittelt werden können, wenn ihre komplexen Amplituden bekannt sind, genügt es, an die Zählpfeile der Ströme und Spannungen statt der Formelzeichen der Augenblickswerte die Formelzeichen der komplexen Amplituden zu schreiben, denn die Beziehungen und Gleichungen gelten bei zeitlich sinusförmigem Verlauf ebenso für die komplexen Amplituden (oder die komplexen Effektivwerte) wie für die Augenblickswerte.

Allerdings dürfen die Zählpfeile in den Schaltplänen nicht mit den Zeigern der komplexen Amplituden in Zeigerdiagrammen verwechselt werden, die in der Gaußschen Zahlenebene eingetragen sind.

Auch die Pfeile, die an die Koordinaten eines Diagramms gezeichnet sind, haben eine andere Bedeutung als die Zählpfeile in Schaltplänen. Diese Pfeile geben die Richtung an, in der der Zahlenwert der auf der Koordinatenachse aufgetragenen Größe zunimmt.

Knotenregel für Ströme (Erster Kirchhoffscher Satz)

Die beiden Kirchhoffschen Sätze sind ein Beispiel dafür, daß Beziehungen zwischen mehreren Strömen und mehreren Spannungen nur dann eindeutig angegeben werden können, wenn die Zählrichtungen für jeden Strom und jede Spannung festliegen.

Die Knotenregel für Ströme lautet:

- **Die Summe der Augenblickswerte der auf einen Knotenpunkt zufließenden Ströme ist in jedem Zeitpunkt Null.**

Diese Regel soll auf die drei Ströme der in **Bild 9** dargestellten Ersatzschaltung eines

Stromgenerators angewendet werden. Dazu trägt man statt der beiden vom Knotenpunkt A abfließenden Ströme i_{Gi} und i_{Ga} in Bild 9a die auf den Knotenpunkt A zuflie-

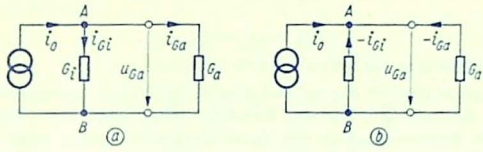


Bild 9

ßenden Ströme $-i_{Gi}$ und $-i_{Ga}$ durch Umdrehen der Zählpfeile bei gleichzeitigem Vorzeichenwechsel wie in Bild 9b ein und erhält

$$i_0 - i_{Gi} - i_{Ga} = 0$$

oder

$$i_0 = i_{Gi} + i_{Ga}$$

(Diese Gleichungen ergeben sich auch beim Betrachten des Knotenpunkts B.)

Die Knotenregel kann also auch so formuliert werden:

- **Die Summe der Augenblickswerte der auf einen Knotenpunkt zufließenden Ströme ist in jedem Zeitpunkt gleich der Summe der Augenblickswerte der vom Knotenpunkt abfließenden Ströme.**

Bei Anwendung dieser Regel spart man die Umkehrung der Zählpfeile von i_{Gi} und i_{Ga}.

Maschenregel für Spannungen (Zweiter Kirchhoffscher Satz)

Die Maschenregel für Spannungen lautet:

- **Die Summe der Augenblickswerte der in einem einheitlichen Umlaufsinn gezählten Spannungen einer Masche in einem Netzwerk ist in jedem Zeitpunkt Null.**

Diese Regel soll auf die drei Spannungen der in **Bild 10** dargestellten Ersatzschaltung eines Spannungsgenerators angewendet werden. Dazu trägt man statt der entgegen dem ge-

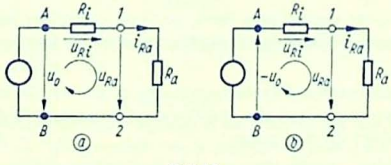


Bild 10

wählten Umlaufsinn gerichteten Spannung u_0 in Bild 10a die im Umlaufsinn ge-

richtete Spannung $-u_0$ durch Umdrehen des Zählpfeils bei gleichzeitigem Vorzeichenwechsel wie in Bild 10b ein und erhält

$$-u_0 + u_{Ri} + u_{Ra} = 0$$

oder

$$u_0 = u_{Ri} + u_{Ra}$$

Die Maschenregel kann also auch so formuliert werden:

● **Der Augenblickswert der aus den Spannungen eines Zweiges einer Masche gebildeten Spannungssumme des Anfangspunktes gegenüber dem Endpunkt ist in jedem Zeitpunkt gleich der Spannungssumme jedes anderen Zweiges von demselben Anfangspunkt zu demselben Endpunkt in der Masche.**

Bei Anwendung dieser Regel spart man die Umkehr des Zählpfeils von u_0.

Der Vergleich der Spannungen des Punktes 1 gegenüber Punkt 2 in Bild 10 liefert dieselbe Beziehung zwischen u_0, u_{Ri} und u_{Ra} wie die Betrachtung der Spannungen des Punktes A gegenüber Punkt B.

Passive Zweipole

Ein weiteres Beispiel für die Notwendigkeit der Zählrichtungs-Kennzeichnung ist die Beziehung zwischen Strom und Spannung eines Zweipols.

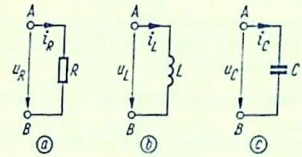


Bild 11

Bild 11 zeigt als passive Zweipole einen Wirkwiderstand R (Bild 11a), eine Spule mit der Induktivität L (Bild 11b) und einen Kondensator mit der Kapazität C (Bild 11c). Die Beziehungen zwischen den Augenblickswerten des Stromes und der Spannung

$$u_R = R \cdot i_R, \qquad u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}, \qquad i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt}$$

gelten nur dann in der angegebenen Form, wenn die Zählpfeile des Stromes und der Spannung jeweils beide gleichsinnig von der Klemme A zu der Klemme B (oder beide von B nach A) zeigen.

● Ist zu einem Zeitpunkt t der Zahlenwert von i_R in Bild 11a positiv, so wird das Potential des Punktes A gegenüber dem des Punktes B vergrößert. Daher ist der Zahlenwert von u_R zur Zeit t ebenfalls positiv.

● Ist zu einem Zeitpunkt t der Wert der zeitlichen Änderung di_L/dt des Stromes i_L in Bild 11b positiv, so wird das Potential des Punktes A gegenüber dem des Punktes B vergrößert. Daher ist der Zahlenwert von u_L zur Zeit t ebenfalls positiv.

● Ist zu einem Zeitpunkt t der Wert der zeitlichen Änderung du_C/dt der Spannung u_C in Bild 11c positiv, so wird positive Ladung der oberen Kondensatorplatte zugeführt und von der unteren Kondensatorplatte abgeführt. Daher ist der Zahlenwert von i_C zur Zeit t ebenfalls positiv.

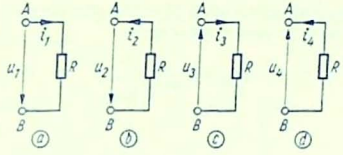


Bild 12

Die **Bilder 12a bis 12d** geben ein Beispiel dafür, wie sich bei verschiedener Wahl der Zählpfeile von i und u das zugehörige Verknüpfungsgesetz ändert. Alle vier Bilder zeigen denselben Sachverhalt und es gilt

in	Bild 12 a	Bild 12 b	Bild 12 c	Bild 12 d
mit	u_1	$u_2 = u_1$	$u_3 = -u_1$	$u_4 = -u_1$
und	i_1	$i_2 = -i_1$	$i_3 = i_1$	$i_4 = -i_1$
die Beziehung	$u_1 = R \cdot i_1$	$u_2 = -R \cdot i_2$	$u_3 = -R \cdot i_3$	$u_4 = R \cdot i_4$

Aktive Zweipole

Bild 13a zeigt als aktiven Zweipol die Ersatzschaltung eines Spannungsgenerators mit der Urspannung u_0, dem inneren Widerstand (Ausgangswiderstand) R_{out}, dem Klemmenstrom i und der Klemmenspannung u. Mit den eingezeichneten Zählpfeilen folgt aus der

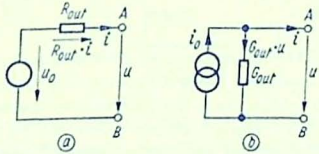


Bild 13

Maschenregel entsprechend Bild 10 als Zusammenhang zwischen dem Klemmenstrom i und der Klemmenspannung u

$$u = u_0 - R_{out} \cdot i$$

Der Zählpfeil des Klemmenstromes i ist dabei in dem aktiven Zweipol von B nach A gerichtet, der Zählpfeil der Klemmenspannung u gegensinnig dazu von A nach B.

Bild 13b zeigt als aktiven Zweipol die Ersatzschaltung eines Stromgenerators mit dem Urstrom i_0, dem inneren Leitwert (Ausgangsleitwert) G_{out}, dem Klemmenstrom i und der Klemmenspannung u. Mit den eingezeichneten Zählpfeilen folgt aus der Knotenregel

entsprechend Bild 9 als Zusammenhang zwischen der Klemmenspannung u und dem Klemmenstrom i

$$i = i_0 - G_{out} \cdot u$$

Auch hier sind die Zählpfeile von i und u gegensinnig gerichtet.

Beide Generator-Ersatzschaltungen in Bild 13 liefern den gleichen Klemmenstrom i bei gleicher Klemmenspannung u wenn die Beziehung

$$\frac{u_0}{i_0} = R_{out} = \frac{1}{G_{out}}$$

erfüllt ist.

Aufgenommene und abgegebene Leistung

Bei dem Zweipol in **Bild 14a** sind die Zählpfeile des Stromes i und der Spannung u gleichsinnig von der Klemme A zu der Klemme B gerichtet. Bei dieser **gleichsinnigen** Zuordnung der Zählpfeile bedeutet das Produkt aus Spannung und Strom den Augenblickswert der vom Zweipol **aufgenommenen Leistung**

$$p_{auf} = u \cdot i$$

Ihr Zahlenwert kann positiv oder negativ sein, je nachdem, ob die Zahlenwerte von u und i gleiches oder verschiedenes Vorzeichen haben.

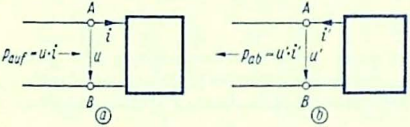


Bild 14

Bei dem Zweipol in **Bild 14b** sind dagegen die Zählpfeile des Stromes i' und der Spannung u' gegensinnig gerichtet. Der Zählpfeil des durch den Zweipol fließenden Stromes zeigt von der Klemme B zur Klemme A, der Zählpfeil der Spannung von A nach B. Bei dieser **gegensinnigen** Zuordnung der Zählpfeile bedeutet das Produkt aus Spannung und Strom den Augenblickswert der vom Zweipol **abgegebenen Leistung**

$$p_{ab} = u' \cdot i'$$

Auch ihr Zahlenwert kann positiv oder negativ sein, je nachdem, ob die Zahlenwerte von u' und i' gleiches oder verschiedenes Vorzeichen haben.

Der Wert der von einem Zweipol abgegebenen Leistung ist gleich dem negativen Wert der von diesem Zweipol in demselben Zeitpunkt aufgenommenen Leistung und umgekehrt. Das Gleichsetzen der beiden Zweipole in Bild 14 mit $u' = u$ und $i' = -i$ ergibt z. B.

$$p_{ab} = u' \cdot i' = -u \cdot i = -p_{auf}$$

Als Beispiel zeigt **Bild 15** die Leistungsübertragung von einer Quelle zu einem Verbraucher mit einem Wirkwiderstand. Beide Zweipole sind an ihren Klemmen A und B

miteinander verbunden. Nach Bild 12 a gilt für den Verbraucher-Zweipol $u = R \cdot i$ so daß er entsprechend Bild 14 a die Leistung

$$p_{auf\,V} = u \cdot i = R \cdot i^2 = \frac{u^2}{R}$$

aufnimmt, deren Zahlenwert positiv ist. Dies ist nach Bild 14b gleichzeitig die von der Quelle abgegebene Leistung

$$p_{ab\,Q} = p_{auf\,V}$$

mit positivem Zahlenwert.

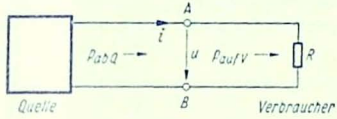


Bild 15

Vierpole

Bei Vierpolen werden meistens die in **Bild 16** eingetragenen Zählpfeil-Richtungen für die Ströme und Spannungen am Eingang und Ausgang gewählt. Handelt es sich um zeitlich sinusförmig verlaufende Größen derselben Frequenz, so kann man wie in Bild 16 die komplexen Amplituden der Ströme und Spannungen an die Zählpfeile schreiben. Die Zählpfeile der Eingangsspannung $\underline{U}_1$ bzw. der Ausgangsspannung $\underline{U}_2$ sind von der oberen

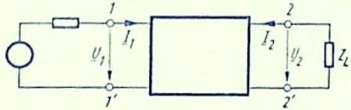


Bild 16

Klemme 1 bzw. 2 zu der unteren Klemme 1' bzw. 2' gerichtet. Die Zählpfeile des Eingangsstromes $\underline{I}_1$ bzw. des Ausgangsstromes $\underline{I}_2$ zeigen an den oberen Klemmen 1 bzw. 2 in den Vierpol hinein (und an den unteren Klemmen 1' bzw. 2' aus dem Vierpol heraus, falls die Strom-Zählpfeile dort zusätzlich eingetragen werden sollen).

Mit diesen Zählpfeil-Richtungen gilt für die Eingangs-Admittanz des Vierpols an den Klemmen 1 1'

$$Y_{in} = \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_1}$$

und für die Ausgangs-Admittanz des Vierpols an den Klemmen 2 2

$$Y_{out} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_2}$$

Durch die Last-Impedanz Z_L werden der Ausgangsstrom und die Ausgangsspannung so verknüpft:

$$\underline{U}_2 = -\,Z_L \cdot \underline{I}_2$$

Die vom Generator abgegebene und vom Vierpol-Eingang aufgenommene komplexe Leistung beträgt

$$\underline{P}_{in} = \frac{1}{2} \cdot \underline{U}_1 \cdot \underline{I}_1^*$$

($\underline{I}_1^*$ ist die konjugiert komplexe Größe zu $\underline{I}_1$). Die vom Vierpol-Ausgang abgegebene und von der Last aufgenommene komplexe Leistung beträgt

$$\underline{P}_{out} = -\,\frac{1}{2} \cdot \underline{U}_2 \cdot \underline{I}_2^*$$

Röhren und Transistoren

Die übliche Wahl der Zählpfeil-Richtungen für die Gleichströme und Gleichspannungen bei Röhren und Transistoren zeigt **Bild 17.**

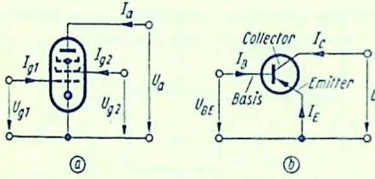


Bild 17

Bei Röhren sind entsprechend Bild 17a die Zählpfeile der Steuergitterspannung U_{g1}, der Schirmgitterspannung U_{g2} und der Anodenspannung U_a sämtlich von der betreffenden Elektrode zu der Kathode als Bezugspunkt gerichtet.

Die Zählpfeile des Steuergitterstromes I_{g1}, des Schirmgitterstromes I_{g2} und des Anodenstromes I_a zeigen sämtlich zu der Röhre hin.

Bei Transistoren sind z. B. für die Emitterschaltung entsprechend Bild 17 b die Zählpfeile der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} und der Collector-Emitter-Spannung U_{CE} von der betreffenden Elektrode zum Emitter als Bezugspunkt gerichtet. Den Spannungs-Formelzeichen sind zusätzlich Doppelindizes beigefügt.

Die Zählpfeile des Basisstromes I_B, des Collectorstromes I_C und des Emitterstromes I_E zeigen sämtlich zum Transistor hin.

Umformen von Determinanten

Eine Determinante ist eine Rechenvorschrift, deren einzelne Elemente in Zeilen und Spalten angeordnet sind. Eine **Spalte** einer Determinante (z. B. $a\ e\ i\ a$ in der ersten Determinante) enthält ebensoviele Elemente wie eine **Zeile** dieser Determinante (z. B. $a\ b\ c\ d$ in der ersten Determinante). Man bezeichnet das als **quadratische Anordnung** der Elemente. Wenn eine der folgenden Feststellungen sowohl für Zeilen wie für Spalten gilt, ist dafür der Ausdruck **Reihe** gesetzt. Dieser bedeutet also ebenso Spalte wie Zeile.

Stimmen in einer Determinante zwei einander parallele Reihen miteinander überein, so ist der Determinantenwert Null:

$$\begin{vmatrix} a & b & c & d \\ e & f & g & h \\ i & j & k & l \\ a & b & c & d \end{vmatrix} = 0 \qquad \begin{vmatrix} a & b & a & d \\ e & f & e & h \\ i & j & i & l \\ m & b & m & d \end{vmatrix} = 0$$

Einen Faktor, der allen Elementen einer Reihe der Determinante gemeinsam ist, kann man in der Determinante weglassen und ihn als Faktor vor die Determinante setzen:

$$\begin{vmatrix} k\cdot a & b & c & d \\ k\cdot e & f & g & h \\ k\cdot i & j & k & l \\ k\cdot m & n & o & p \end{vmatrix} = k\cdot \begin{vmatrix} a & b & c & d \\ e & f & g & h \\ i & j & k & l \\ m & n & o & p \end{vmatrix}$$

$$\begin{vmatrix} k\cdot a & k\cdot b & k\cdot c & k\cdot d \\ e & f & g & h \\ i & j & k & l \\ m & n & o & p \end{vmatrix} = k\cdot \begin{vmatrix} a & b & c & d \\ e & f & g & h \\ i & j & k & l \\ m & n & o & p \end{vmatrix}$$

Bestehen in einer Determinante sämtliche Elemente einer Spalte aus Summen mit einer gleichen Anzahl von Gliedern, so kann man die Determinante in eine Summe aus Determinanten zerlegen, deren jede jeweils immer nur ein Glied einer jeden, ein Element der ursprünglichen Determinante darstellenden Summe enthält:

$$\begin{vmatrix} a+q & b & c \\ d+r & e & f \\ g+s & h & i \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a & b & c \\ d & e & f \\ g & h & i \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} q & b & c \\ r & e & f \\ s & h & i \end{vmatrix}$$

Werden alle Elemente einer Reihe der Determinante mit gleichen Faktoren vervielfacht und dann zu den entsprechenden Elementen einer dazu parallelen Reihe addiert, so ändert das den Wert der Determinante nicht. Der für alle Elemente einer Reihe gleiche Faktor kann natürlich auch durch die Zahl 1 oder durch eine negative Zahl dargestellt sein.

$$\begin{vmatrix} a & b & c \\ d & e & f \\ g & h & i \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a & b & c \\ d+k\cdot a & e+k\cdot b & f+k\cdot c \\ g & h & i \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a & b+k\cdot a & c \\ d & e+k\cdot d & f \\ g & h+k\cdot g & i \end{vmatrix}$$

Sind mit Ausnahme eines einzigen Elementes einer Determinanten-Reihe alle Elemente dieser Reihe gleich Null, so kann man dieses eine, von Null abweichende Element als Faktor vor die **Unterdeterminante** setzen, in der die beiden, dieses Element ursprünglich enthaltenden Reihen weggelassen sind. Das Vorzeichen des Faktors wechselt, wenn die Summe der Indexziffern des von Null abweichenden Elementes ungerade ist.

Haben in folgender Determinante die Elemente a_{11} und a_{12} oder die Elemente a_{23} und a_{33} jeweils den Wert Null, so gilt:

$$\begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} = a_{13} \cdot \begin{vmatrix} a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & a_{32} \end{vmatrix}$$

Demgemäß ist auch:

$$\begin{vmatrix} a_{11} & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{vmatrix} = a_{11} \cdot \begin{vmatrix} a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{vmatrix}$$

In beiden Fällen bleibt das Vorzeichen des als Faktor auftretenden Elementes (a_{13} bzw. a_{11}) erhalten, weil $1 + 3 = 4$ und $1 + 1 = 2$, also die Summe der Indexziffern gerade ist. Für ungerade Indexziffernsummen kehrt sich das Vorzeichen des als Faktor auftretenden Elementes um. Das kann man mit den Indexziffern p und q so ausdrücken, daß man sagt: Der vollständige Faktor lautet $a_{pq} \cdot (-1)^{p+q}$

Eine Determinante höheren Grades kann in eine Summe aus Produkten aufgegliedert werden. Dabei besteht jedes Glied der Summe aus einem Produkt. Die Faktoren der einzelnen Produkte sind:

- jeweils ein Element a_{pq} derselben Reihe, vervielfacht mit dem zugehörigen Vorzeichenfaktor $(-1)^{p+q}$ und
- die hierzu gehörende Unterdeterminante nächstniedrigeren Grades.

Diese Unterdeterminante ergibt sich aus der ursprünglichen Determinante durch Streichen der Zeile und Spalte, der das als Faktor auftretende Element angehört:

$$\begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} = a_{11} \cdot \begin{vmatrix} a_{22} & a_{23} \\ a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} - a_{12} \cdot \begin{vmatrix} a_{21} & a_{23} \\ a_{31} & a_{33} \end{vmatrix} + a_{13} \cdot \begin{vmatrix} a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & a_{32} \end{vmatrix}$$

$$= a_{11} \cdot \begin{vmatrix} a_{22} & a_{23} \\ a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} - a_{21} \cdot \begin{vmatrix} a_{12} & a_{13} \\ a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} + a_{31} \cdot \begin{vmatrix} a_{12} & a_{13} \\ a_{22} & a_{23} \end{vmatrix}$$

Zu a_{11}, a_{13} und a_{31} gehört das positive Vorzeichen $(-1)^2$ bzw. $(-1)^4$, zu a_{12} und a_{21} das negative Vorzeichen $(-1)^3$.

Umrechnen zwischen Serien- und Parallelschaltung von Realteil und Imaginärteil einer Impedanz bzw. Admittanz

Vorbemerkung

Hat man Zahlenrechnungen durchzuführen, die Impedanzen (komplexe Widerstände) oder Admittanzen (komplexe Leitwerte) betreffen, so muß man oft zwischen Serien- und Parallelschaltung eines Wirk- und eines Blindzweiges umrechnen. Nachstehend sind die dafür geltenden Formeln angegeben. Man beachte, daß ein solches Umrechnen wegen der Frequenzabhängigkeit nur für eine bestimmte Frequenz exakt und nur für ein nicht zu breites Frequenzband ausreichend genau gilt.

Umrechnen für komplexen Widerstand

Mit den Bezeichnungen R_s und X_s sowie G_p und B_p von **Bild 1** gilt:

$$R_s = \frac{G_p}{G_p^2 + B_p^2} \qquad \text{und} \qquad X_s = -\frac{B_p}{G_p^2 + B_p^2}$$

$$G_p = \frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2} \qquad \text{und} \qquad B_p = -\frac{X_s}{R_s^2 + X_s^2}$$

In den rechts angeschriebenen Beziehungen steht jeweils vor dem Bruchstrich ein Minuszeichen. Das erklärt sich daraus, daß zu einem positiven Blindwiderstand ein negativer Blindleitwert und zu einem positiven Blindleitwert ein negativer Blindwiderstand gehören,

weil $\frac{1}{j} = -j$ und $\frac{1}{-j} = j$

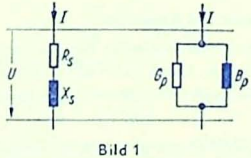


Bild 1

In Ergänzung hierzu könnte man schreiben:

$$R_s = \frac{1}{G_s} \qquad X_s = -\frac{1}{B_s}$$

und

$$G_p = \frac{1}{R_p} \qquad B_p = -\frac{1}{X_p}$$

Es ist jedoch zu empfehlen, bei Aufgliedern in eine Reihenschaltung nur mit reellem und imaginärem Widerstand sowie bei Aufgliedern in eine Parallelschaltung nur mit reellem und imaginärem Leitwert zu rechnen. Ferner gilt:

$$|Z|^2 = R_s^2 + X_s^2 \qquad |Y|^2 = \frac{1}{|Z|^2} = G_p^2 + B_p^2$$

$$|Z|^2 = R_p \cdot R_s \qquad |Y|^2 = G_p \cdot G_s$$

$$|Z|^2 = X_p \cdot X_s \qquad |Y|^2 = B_p \cdot B_s$$

Näherungen

Falls $|B_p| \ll |G_p|$ kann man setzen:

$$R_s \approx R_p = \frac{1}{G_p} \qquad \text{und} \qquad X_s \approx -\frac{B_p}{G_p^2} \quad |X_s| \ll |R_s|$$

Falls $|G_p| \ll |B_p|$ gilt dementsprechend:

$$R_s \approx \frac{G_p}{B_p^2} \quad |R_s| \ll |X_s| \text{ und } \quad X_s \approx X_p = -\frac{1}{B_p}$$

Falls $|X_s| \ll |R_s|$ darf man so rechnen:

$$G_p \approx G_s = \frac{1}{R_s} \qquad \text{und} \qquad B_p \approx -\frac{X_s}{R_s^2} \quad |B_p| \ll |G_p|$$

Falls $|R_s| \ll |X_s|$ genügen die vereinfachten Beziehungen:

$$G_p \approx \frac{R_s}{X_s^2} \quad |G_p| \ll |B_p| \text{ und } \quad B_p \approx B_s = -\frac{1}{X_s}$$

Umrechnen für Widerstand und Kapazität

Hierfür kann man die oben angeschriebenen Beziehungen verwenden, wenn man den kapazitiven Blindwiderstand bzw. Blindleitwert durch die Kreisfrequenz ω und durch die Kapazität C sowie durch den Faktor j ausdrückt. Meistens interessiert aber die Kapazität unmittelbar.

In diesem Fall rechnet man **(Bild 2)** eine gegebene Parallelschaltung G_p, C_p in die Reihenschaltung R_s, C_s mit der Hilfsgröße Q_C, die die Güte der Parallelschaltung von G_p mit C_p sowie der Reihenschaltung von R_s mit C_s bedeutet, so um:

$$Q_C = \frac{\omega \cdot C_p}{G_p} \qquad R_s = \frac{1}{G_p \cdot (1 + Q_C^2)} \qquad C_s = C_p \cdot \left(1 + \frac{1}{Q_C^2}\right)$$

Für hohe Güte, d. h. für $Q_C \gg 1$ gelten:

$$R_s \approx \frac{1}{G_p \cdot Q_C^2} = \frac{G_p}{\omega^2 \cdot C_p^2} \qquad \text{und} \qquad C_s \approx C_p$$

Aus einer gegebenen Serienschaltung R_s, C_s gewinnt man umgekehrt die Werte G_p, C_p der Parallelschaltung mit Q_C folgendermaßen:

$$Q_C = \frac{1}{R_s \cdot \omega \cdot C_s} \qquad G_p = \frac{1}{R_s \cdot (1 + Q_C{}^2)} \qquad C_p = \frac{C_s}{1 + \frac{1}{Q_C{}^2}}$$

In den vorstehenden Formeln kommen weder Betragstriche noch Minuszeichen vor, da anstelle des Blindleitwertes bzw. des Blindwiderstandes stets die Kapazität auftritt.

Für hohe Güte, d. h. für $Q_C \gg 1$, gelten:

$$G_p \approx \frac{1}{R_s \cdot Q_C{}^2} = R_s \cdot \omega^2 \cdot C_s{}^2 \qquad \text{und} \qquad C_p \approx C_s$$

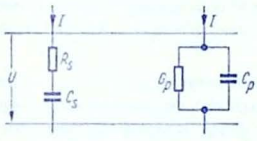


Bild 2

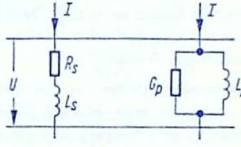


Bild 3

Umrechnen für Widerstand und Induktivität

Auch dafür gelten die allgemeinen Beziehungen, falls der induktive Blindwiderstand bzw. der induktive Blindleitwert durch die Kreisfrequenz ω und durch die Induktivität L sowie durch den Faktor j ausgedrückt werden.

Interessiert die Induktivität L unmittelbar, so rechnet man (siehe **Bild 3**) folgendermaßen um:

Aus einer gegebenen Serienschaltung R_s, L_s folgen die Werte R_p und L_p der Parallelschaltung mit nachstehenden Rechenvorschriften, in denen Q_L die Spulengüte darstellt:

$$Q_L = \frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \qquad G_p = \frac{1}{R_s \cdot (1 + Q_L{}^2)} \qquad L_p = L_s \cdot \left(1 + \frac{1}{Q_L{}^2}\right)$$

Für hohe Güte, d. h. für $Q_L \gg 1$, gelten:

$$G_p \approx \frac{1}{R_s \cdot Q_L{}^2} = \frac{R_s}{\omega^2 \cdot L_s{}^2} \qquad \text{und} \qquad L_p \approx L_s$$

Aus einer gegebenen Parallelschaltung R_p, L_p erhält man die Serienschaltung R_s, L_s mit der Spulengüte Q_L so:

$$Q_L = \frac{1}{G_p \cdot \omega \cdot L_p} \qquad R_s = \frac{1}{G_p \cdot (1 + Q_L{}^2)} \qquad L_s = \frac{L_p}{1 + \frac{1}{Q_L{}^2}}$$

Für hohe Güte, d. h. für $Q_L \gg 1$ gelten:

$$R_s \approx \frac{1}{G_p \cdot Q_L{}^2} = G_p \cdot \omega^2 \cdot L_p{}^2 \qquad \text{und} \qquad L_s \approx L_p$$

Schaltalgebra, eine Einführung

Bedeutung und Grundlage

Steuer- und Regelschaltungen sowie auch Rechenautomaten finden ständig wachsende Verbreitung. In diesen Schaltungen bzw. Einrichtungen werden Stromwege geöffnet oder geschlossen, positive oder negative Impulse gegeben, bzw. Leitungen geerdet oder von der „Erde" abgetrennt. Stets handelt es sich dabei um zwei Schaltzustände, zwischen denen gewechselt wird. Solche Wechsel zwischen je zwei Schaltzuständen finden in allen Zweigen der Schaltanordnungen (der **Kontaktnetzwerke**) statt.

Schaltanordnungen bestehen aus Verbindungswegen, von denen jeder wenigstens eine Stelle aufweist, an der eine Verbindung hergestellt bzw. eine bestehende Verbindung unterbrochen werden kann. Diese Stellen nennt man **Kontakte,** auch wenn es sich an Stelle mechanischer Kontakte um z. B. Transistoren oder Röhren handelt. Wie sonst unterscheidet man auch hier **Arbeitskontakte** (im Ruhezustand offen) und **Ruhekontakte** (im Ruhezustand geschlossen).

Die Schaltalgebra (selten auch **Schaltungsalgebra** genannt) ist eine auf Schaltanordnungen zugeschnittene Algebra (Gleichungslehre) mit der zugehörigen Arithmetik (Rechenlehre). Schaltalgebra ist nicht schwieriger als die meistens in Frage kommende gewöhnliche Algebra.

● Die Schaltalgebra bezweckt ein übersichtliches Darstellen der Zusammenhänge zwischen den Zuständen der Schalter im Innern einer Schaltanordnung bzw. zwischen den Schaltbefehlen, die diese Schaltzustände veranlassen und dem für den Ausgang geltenden Schaltzustand. Die Schaltalgebra ermöglicht so, Schaltanordnungen aufgrund von Rechnungen umzustellen und zu vereinfachen.

Bild 1 veranschaulicht beispielsweise eine Schaltanordnung mit drei Eingängen A, B und C sowie mit einem Ausgang U.

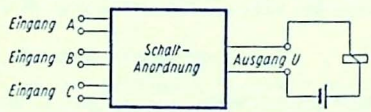


Bild 1

Bild 2 zeigt eine Schaltanordnung mit ebenfalls drei Eingängen A, B und C sowie mit zwei Ausgängen, nämlich U und V.

Bild 2

Die Aufgabe einer solchen Schaltanordnung besteht darin, für eine bestimmte Kombination von Eingangssignalen ein Schalten des Ausgangskreises, d. h. dessen Schließen bzw. Unterbrechen zu erreichen, also z. B. in Bild 1 den Relaisstromkreis (Ausgang U) zu schließen oder zu öffnen.

Begriffserklärungen

Eine Schaltanordnung ist aus wenigstens einem Element gebildet. Zu jedem **Element** der Schaltanordnung gehört in der Regel wenigstens ein Ruhe- und ein Arbeitskontakt. Das Element besteht außer aus den Kontakten selbst aus dem Organ, das die ihm zugeordneten Kontakte gemeinsam betätigt, das also alle seine Arbeitskontakte schließt und gleichzeitig seine Ruhekontakte öffnet. Ein Element wird daher z. B. dargestellt durch ein elektromagnetisches Relais mit seinem Federsatz (Kontaktsatz) (**Bild 3**) bzw. durch eine

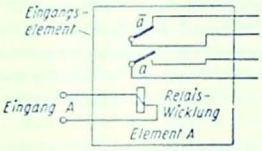


Bild 3

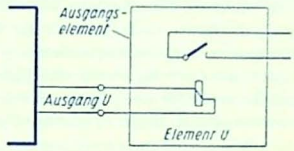


Bild 4

Transistor- oder Röhrenstufe. Ein Kontakt, der gegebenenfalls über ein mit seiner Wicklung am Ausgang der Schaltanordnung liegendes Relais betätigt wird, rechnet nicht zur Schaltanordnung, wenn der über diesen Kontakt fließende Strom sich außerhalb der S haltanordnung schließt (**Bild 4**).

Für das Einarbeiten in dieses Gebiet ist es zweckmäßig, sich vorzustellen, die Schaltanordnungen seien aus elektromagnetischen Relais aufgebaut.

Ein Ruhekontakt bildet, wie man sagt, das **Komplement** (den **Komplementkontakt**) zu einem Arbeitskontakt desselben Elementes.

Es ist zweckmäßig, zwischen Eingangs-, Zwischen- und Ausgangselementen zu unterscheiden.

Die **Eingangselemente** werden unmittelbar durch die Eingangssignale betätigt. Im Falle von Relais muß man sich das so vorstellen, daß in der Schaltanordnung zwischen den zwei Klemmen eines Eingangs die Relaiswicklung liegt, für die das Eingangssignal darin besteht, daß diese Wicklung unter Strom gesetzt oder stromlos gemacht wird. Zum Eingangselement gehört, wie schon angedeutet, wenigstens ein Kontakt bzw. Kontaktpaar (Arbeits- und Ruhekontakt).

Jedes **Ausgangselement** besteht entweder aus einer weiteren Relaiswicklung oder aber aus der Arbeitswicklung bzw. aus dem Verbraucher (dem Belastungsstromzweig), der über die Schaltanordnung mit Strom versorgt werden soll.

Jedes **Zwischenelement** ist ein Element, das von wenigstens einem anderen Element beeinflußt wird und auf wenigstens ein weiteres Element einwirkt. Die Wicklung eines als Relais angenommenen Zwischenelementes liegt in einem Stromkreis, der von wenigstens einem Kontakt zumindest eines Eingangselementes geschaltet wird. Die Zwischenelemente werden so durch die Eingangselemente über deren Kontakte beeinflußt und beeinflussen über ihre Kontakte die Ausgangselemente.

Liegt wenigstens ein Kontakt eines Relais, dessen Wicklung ein Ausgangselement ist, in einem Stromweg der Schaltanordnung zwischen deren Eingang und Ausgang, so wirkt das Ausgangselement nebenbei auch als Zwischenelement.

Das Eingangssignal (oder kurz das Signal) ist bei Vorhandensein eines einzigen Eingangs der **Schaltbefehl**. Hat die Schaltanordnung mehrere Eingänge, so ist der den einzelnen Ausgang betreffende **Schaltbefehl** jeweils durch eine bestimmte Kombination von (Eingangs-)Signalen gegeben.

Einteilungen der Schaltanordnungen

Man kann die Schaltanordnungen einteilen in Eintakt- und Mehrtakt-Schaltanordnungen. Eine **Eintakt-Schaltanordnung** ist eine Schaltung, die keine Zwischenelemente enthält. Sämtliche Schaltkontakte einer Eintakt-Schaltanordnung gehören somit zu den Eingangselementen. Maßgebend für den Schaltzustand einer Eintakt-Schaltanordnung ist die Summe der koinzident (gemeinsam, gleichzeitig) einwirkenden Eingangssignale. Dabei spielt es keine Rolle, ob das eine Signal schon früher vorhanden war als das andere Signal. Es kommt für den Schaltzustand der Anordnung ausschließlich auf die Summe der gemeinsam, gleichzeitig einwirkenden Signale an.

Wirkt z. B. in einer Eintakt-Schaltanordnung ein Signal auf den Eingang A und ein zweites Signal auf den Eingang B, so sind in der Schaltanordnung beeinflußt

- während des alleinigen Einwirkens auf den Eingang A nur die Kontakte, die zu diesem Eingang gehören,
- während des alleinigen Einwirkens auf den Eingang B nur die Kontakte, die zu diesem Eingang gehören,
- während des gemeinsamen, gleichzeitigen Einwirkens der Signale auf die Eingänge A und B die sowohl dem Eingang A wie dem Eingang B zugeordneten Kontakte.

Ob vor dem gemeinsamen Einwirken der zwei Signale erst das Signal am Eingang A oder das Signal am Eingang B wirksam war, ist für den Schaltzustand, der beim gemeinsamen Einwirken beider Signale herrscht, belanglos.

Eintakt-Schaltanordnungen nennt man auch **Kombinations-Schaltanordnungen** oder Kombinations-Kontaktnetzwerke.

Jede **Mehrtakt-Schaltanordnung** enthält außer Kontakten, die den Eingangselementen zugeordnet sind, wenigstens einen Kontakt, der einem Zwischenelement angehört, wobei, wie schon angedeutet, Ausgangselemente nebenbei die Rollen von Zwischenelementen spielen können. Mehrtakt-Schaltanordnungen gibt es ohne oder mit Sperrung.

Sperrung bedeutet, daß ein Zwischenelement oder ein zusätzlich als Zwischenelement dienendes Ausgangselement zumindest einen Kontakt betätigt, der den für wenigstens ein Ausgangselement geltenden Schaltzustand auch nach Ende des einschlägigen Schaltbefehls aufrechthält.

Mehrtakt-Schaltanordnungen werden ohne und mit Folgewirkung ausgeführt. Die Sperrung wird nicht als Folgewirkung angesehen, da sie die Folge eines Schaltbefehls nicht beeinflußt, sondern nur aufrecht hält.

Folgewirkung heißt: Ein Schaltbefehl bewirkt über die von ihm beeinflußten Eingangselemente die Erregung eines Ausgangs- oder Zwischenelementes, worauf dieses Element Kontakte betätigt, über die weitere Elemente erregt werden. Es handelt sich daher hier um eine Folge von Beeinflussungen der einzelnen Elemente, wozu Zwischenelemente oder als solche wirkende Ausgangselemente notwendig sind.

Schließlich gibt es Mehrtakt-Schaltanordnungen ohne und mit Rückwirkung.

Rückwirkung besagt, daß bei einmaligem Einschaltbefehl wenigstens eines der Zwischen- oder Ausgangselemente ein oder mehrere Male anspricht und jeweils anschließend in seine Anfangsstellung zurückkehrt.

Bezeichnungen

Wie aus dem Vorstehenden folgt, bezeichnet man die Eingänge und die Eingangselemente mit A, B, C,... Gebräuchlich sind statt dessen auch A_1, A_2, A_3,... A_n

Die einem Eingang zugeordneten Kontakte benennt man mit den entsprechenden kleinen Buchstaben, nämlich a, b, c,... bzw. a_1, a_2, a_3,... a_n

Den Ausgängen und den Ausgangselementen sowie oft auch den Zwischenelementen sind die Buchstaben X, Y, Z, U, V, W vorbehalten. Nicht selten findet man statt dessen auch X_1, X_2, X_3,... X_n. Hierzu gehören, wenn die Ausgangselemente nebenbei als Zwischenelemente wirken oder wenn es sich um Zwischenelemente handelt, die Kontaktbezeichnungen x, y, z, u, v, w bzw. x_1, x_2, x_3,... x_n

Reihenschaltung von Kontakten

Bild 5 gibt ein Beispiel für die Innenschaltung einer Anordnung nach Bild 1. Für jeden der drei Eingänge A, B und C ist hier nur ein (Arbeits-)Kontakt vorhanden. Diese drei Kontakte a, b und c liegen in Reihe.

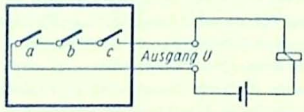


Bild 5

Die Eingänge A, B und C wurden ab Bild 5 weggelassen, weil das Eintragen der Eingänge zum Verständnis der Schaltung nicht beiträgt.

Die Schaltanordnung ist für den Ausgang U nur dann geschlossen, wenn sowohl a wie b wie auch c geschlossen sind. Da also a **und** b **und** c geschlossen sein müssen, damit der Ausgang geschlossen ist, nennt man eine solche Schaltung eine **Und-Schaltung** und ihre Funktion eine **Und-Funktion.**

Parallelschaltung von Kontakten

In dem mit **Bild 6** gezeigten Fall sind wieder drei (Arbeits-)Kontakte a, b und c vorhanden. Diese Kontakte liegen hierbei einander parallel. Für den Ausgang U ist der Einschalt-

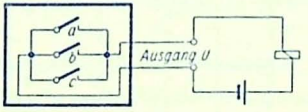


Bild 6

zustand gegeben, wenn entweder a **oder** b **oder** c **oder** zwei **oder** alle drei Kontakte geschlossen sind. Es handelt sich, wie hieraus hervorgeht, um eine **Oder-Schaltung** und damit um eine **Oder-Funktion.**

Ruhekontakt in der Reihenschaltung

Bild 7 betrifft, wie Bild 5, eine Reihenschaltung dreier Kontakte. Der Unterschied zwischen diesen beiden Bildern besteht darin, daß a hier als Ruhekontakt auftritt, was durch den Querstrich über dem a gekennzeichnet ist. Als zweites Kennzeichen für den Ruhekontakt wurde außerdem der Schalthebel für a so eingetragen, daß dieser Kontakt bei am Eingang A fehlendem Signal geschlossen ist, während die Kontakte b und c (wie in Bild 5 alle drei Kontakte a, b und c) offen dargestellt wurden. Die Schaltung ist für den Ausgang durchgeschaltet, wenn auf den Eingang A nichts wirkt, während auf die Eingänge B und C die Einschaltsignale gegeben sind. Man kann also, wenn man will, in Bild 7 die Schaltung bezüglich des Einganges A, soweit das den Kontakt $\bar{a}$ betrifft, als **Nicht-Schaltung** bezeichnen.

Bild 7

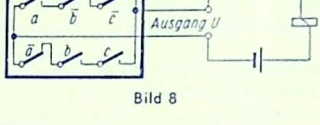


Bild 8

Zwei Reihenschaltungen einander parallel

Meistens sind die Innenschaltungen der Schaltanordnungen komplizierter. In der Regel lautet nämlich die Aufgabe, daß ein jeder Ausgang für eine Kombination oder für mehrere bestimmte Kombinationen der Eingangssignale durchgeschaltet sein muß, während für andere bestimmte Kombinationen die Durchschaltung zu unterbleiben hat. **Bild 8** gibt hierzu ein Beispiel für einen Ausgang. Dieser wird durchgeschaltet durch Schaltsignal auf A allein sowie durch Schaltsignale auf B und C gemeinsam, nicht aber durch Schaltsignale auf A, B und C gemeinsam bzw. auf B allein oder auf C allein oder auf A und B bzw. A und C.

Für drei Eingänge gibt es insgesamt acht Schaltsignal-Kombinationen. Allgemein ist nämlich die Zahl der Schaltsignal-Kombinationen gegeben durch die so oft mit sich selbst multiplizierte Zahl 2 wie Eingänge vorhanden sind. In der nachstehenden Tabelle sind die $2^3 = 8$ Kombinationen (Nr. 1...8) für drei Eingänge A, B, C zusammengestellt.

Nr.	a	b	c
1	0	0	0
2	0	0	1
3	0	1	0
4	0	1	1
5	1	0	0
6	1	0	1
7	1	1	0
8	1	1	1

Nummer 1 betrifft den Fall, daß auf keinen der drei Eingänge ein Einschaltsignal gegeben wird. In Nummer 2 ist das Schaltsignal nur für den Eingang C vorgesehen, in Fall 8 kommen Schaltsignale auf alle drei Eingänge.

In der Tabelle erscheinen a, b und c in kleinen Buchstaben, da dort nicht die Eingangselemente, sondern die zu ihnen gehörenden Kontakte gemeint sind.

Zur Angabe der Schaltzustände wurden in der Tabelle die Ziffern 0 und 1 eingeführt. Es ist jedem Elektriker geläufig, daß man den Ausschaltzustand mit 0 und den Einschaltzustand mit der Ziffer 1 kennzeichnen kann. Dabei sind 0 und 1 wirklich Kennzeichen und nicht etwa Ziffern, wie man sie braucht, wenn man Zahlen aufzuschreiben hat. Dennoch kann man mit den Zeichen 0 und 1 rechnen, ähnlich, als ob es sich um die Zahlen 0 und 1 handeln würde.

Zu jedem Eingang gibt es außer Arbeits-Schaltkontakten zumindest im Prinzip auch Ruhe-Schaltkontakte. Der Ruheschaltkontakt $\bar{a}$ ist, wie schon bemerkt, zum Arbeitsschaltkontakt a ein **Komplementkontakt.** Darunter versteht man einen Kontakt, der sich schließt, wenn der andere Kontakt sich öffnet (und umgekehrt). Für den Komplementkontakt gilt jeweils der entgegengesetzte Schaltzustand wie für den ursprünglichen Kontakt. In der folgenden Tabelle ist das zum Ausdruck gebracht. Diese Tabelle unterscheidet sich von der vorhergehenden Tabelle im Prinzip nicht. Nur sind hier als Ergänzung die für die Komplementschalter geltenden Schaltzustände mit eingetragen. Die Zahl der möglichen Eingangs-Signal-Kombinationen wird durch die Komplement-Schalter nicht erhöht, da ja einem bestimmten Schaltzustand des Arbeitskontaktes der gegenläufige Schaltzustand des Ruhekontaktes zugeordnet ist.

Nr.	a	$\bar{a}$	b	$\bar{b}$	c	$\bar{c}$	U	V
1	0	1	0	1	0	1	0	0
2	0	1	0	1	1	0	1	0
3	0	1	1	0	0	1	0	0
4	0	1	1	0	1	0	0	0
5	1	0	0	1	0	1	1	0
6	1	0	0	1	1	0	0	0
7	1	0	1	0	0	1	0	1
8	1	0	1	0	1	0	0	0

Diese zweite Tabelle enthält außer den Schaltzuständen für a, für b und für c, sowie für $\bar{a}$, für $\bar{b}$ und für $\bar{c}$ auch noch zwei Spalten für die zwei Ausgänge U und V. Die Zeichen 1 bedeuten für diese Ausgänge, daß durchgeschaltet sein soll. Es wird also in diesem Beispiel für den Ausgang U Durchschaltung mit der Kombination 2 sowie mit der Kombination 5 und für den Ausgang V Durchschaltung für den Fall 7 gefordert. Für das Nichtdurchschalten sind in den Ausgangsspalten die Zeichen 0 eingetragen.

Einführung in die Rechenoperationen der Schaltalgebra

Dazu seien die Reihenschaltung und die Parallelschaltung zweier Kontakte betrachtet, wobei es sich jeweils um 2^2 Schaltzustände handelt. Diese gehören zu den Eingangssignalen an den den zwei Kontakten zugeordneten Eingängen A und B. Der Ausgang ist wieder mit U bezeichnet.

Bild 9 zeigt die Reihenschaltung. Hierzu gehört folgende Tabelle:

Nr.	a	b	U
1	0	0	0
2	0	1	0
3	1	0	0
4	1	1	1

Diese Tabelle braucht nicht berechnet zu werden. Sie folgt aus der Betrachtung der beiden Schalter. In dieser Tabelle nimmt die Ausgangsgröße nur einmal den Wert 1 und sonst immer den Wert 0 an. Rechnerisch läßt sich das formulieren, indem zwischen die beiden Eingangswerte ein Malzeichen (Malpunkt) gesetzt wird. Damit ist

$$0 \cdot 0 = 0 \qquad 0 \cdot 1 = 0 \qquad 1 \cdot 0 = 0 \qquad 1 \cdot 1 = 1$$

Diese Rechenweise stimmt mit der der gewöhnlichen Algebra völlig überein.

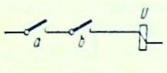


Bild 9

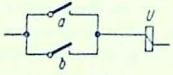


Bild 10

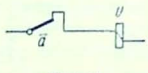


Bild 11

In **Bild 10** sind zwei einander parallel geschaltete Kontakte dargestellt. Hierzu gehört nachstehende Tabelle:

Nr.	a	b	U
1	0	0	0
2	0	1	1
3	1	0	1
4	1	1	1

Auch diese Tabelle folgt unmittelbar aus der Funktion der einander parallel liegenden Kontakte.

Diesmal ergibt sich für die Ausgangsgröße einmal 0 und dreimal 1. Um die beiden Eingangswerte mit dem Ausgangswert so in Zusammenhang zu bringen, kann man das für die ersten drei Fälle mit einem Pluszeichen ganz normal tun. Es gilt dann

$$0 + 0 = 0 \qquad 0 + 1 = 1 \qquad 1 + 0 = 1$$

Schwieriger wird die Sache nur im vierten Fall, denn hierfür bekommen wir

$$1 + 1 = 1$$

Das ist, abgesehen von der alleinigen Verwendung von 0 und 1, der einzige wichtige Punkt, in dem die Schaltalgebra von der gewöhnlichen Algebra abweicht.

Es sieht zunächst so aus, als sei $1 + 1 = 1$ etwas Widersinniges. Das aber stimmt durchaus nicht immer. Werden Markstücke abgezählt, so ist $1 + 1$ selbstverständlich gleich 2. Treten aber mehrere Kurzschlüsse zwischen denselben beiden Leitungen einer Schaltung dicht nebeneinander gemeinsam auf, ist es für deren Auswirkung gleichgültig, wieviel Kurzschlüsse das sind. Also: Zwischen denselben Leitungen gilt für nicht zu große gegenseitige Entfernung der Kurzschlüsse bezüglich der Wirkung

1 Kurzschluß + 1 Kurzschluß = 1 Kurzschluß.

Die Symbole der Schaltalgebra

Unter den Symbolen der Schaltalgebra verstehen wir zunächst die Zeichen, die angeben, wie man zu rechnen hat, und das Zeichen, das den komplementären (d. h. gegensätzlich arbeitenden) Kontakt andeutet, also den Kontakt, der bei Nichterregung geschlossen und bei Erregung geöffnet ist.

Außerdem gehören zu den Symbolen die Kennzeichen des geschlossenen und des offenen Kontaktes, also die erwähnten Zeichen 1 und 0.

Da die Schaltalgebra noch jung ist, gibt es keine einheitlichen Symbole. Man verwendet vorwiegend:

für **und** das Malzeichen oder auch den Malpunkt,

für **oder** das Pluszeichen.

Für den erregten Zustand bzw. den geschlossenen Kontakt gibt es neben der Ziffer 1 auch den Buchstaben L. Letzteres stimmt damit überein, daß man im Zweiersystem, also bei ausschließlichem Verwenden der Ziffern 0 und 1, gelegentlich an Stelle der Ziffer 1 ein L einsetzt. Die nachstehende Tabelle enthält die Symbole, die sich im Schrifttum finden:

Bedeutung		Symbol	bzw.	oder
a **und** b	Reihenschaltung (Bild 9)	$a \times b$ bzw. $a \cdot b$ bzw. ab	$a \wedge b$	$a \,\&\, b$
a **oder** b	Parallelschaltung (Bild 10)	$a + b$	$a \vee b$	
nicht a	Negation (Bild 11)	$\bar{a}$	a'	
nicht $\bar{a}$		a		
erregt bzw. Kontakt **geschlossen**		1	L	
nicht erregt bzw. Kontakt **offen**		0		

Im folgenden werden die links angeschriebenen Symbole benutzt.

Die Grundregeln der Schaltalgebra

Die Fundamente dieser Grundregeln wurden schon erwähnt. Hier folgt eine Zusammenstellung der Grundregeln für das Umformen der Ausdrücke der Schaltalgebra. Jede dieser Grundregeln bedeutet eine Beziehung zwischen zwei Kontaktanordnungen (Kontaktschaltungen). Die **Bilder 12...33** zeigen die Schaltungen, die zu den Grundregeln gehören und wiederholen die Grundregeln selbst. Beim Studium der Bilder 12...33 sollte man sich im einzelnen davon überzeugen, daß

- die Kontaktanordnungen mit den Ausdrücken der Schaltalgebra übereinstimmen und daß
- die Gleichheit der Arbeitsweise der mit Gleichheitszeichen verbundenen Kontaktanordnungen tatsächlich besteht.

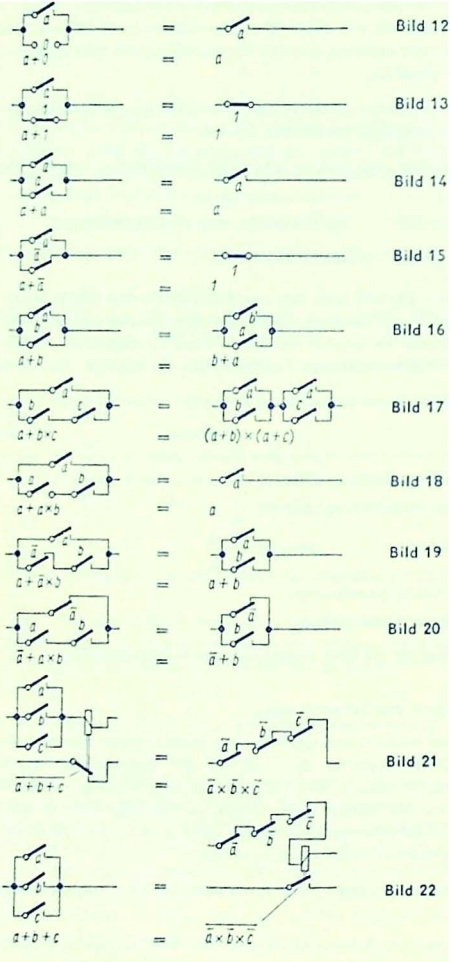

a + 0 = a
Bild 12
a + 1 = 1
Bild 13
a + a = a
Bild 14
a + ā = 1
Bild 15
a + b = b + a
Bild 16
a + b × c = (a + b) × (a + c)
Bild 17
a + a × b = a
Bild 18
a + ā × b = a + b
Bild 19
ā + a × b = ā + b
Bild 20
a + b + c = ā × b̄ × c̄
Bild 21
a + b + c = a + b + c
Bild 22

Bild 23

$a \times 0 = 0$

Bild 24

$a \times 1 = a$

Bild 25

$a \times a = a$

Bild 26

$a \times \bar{a} = 0$

Bild 27

$a \times b = b \times a$

Bild 28

$a \times (b + c) = a \times b + a \times c$

Bild 29

$a \times (a + b) = a$

Bild 30

$a \times (\bar{a} + b) = a \times b$

Bild 31

$\bar{a} \times (a + b) = \bar{a} \times b$

Bild 32

$\overline{a \times b \times c} = \bar{a} + \bar{b} + \bar{c}$

Bild 33

$a \times b \times c = \overline{\bar{a} + \bar{b} + \bar{c}}$

Hier sind die in den Bildern 12...33 enthaltenen Beziehungen nochmals zusammengestellt:

$a + 0 = a$	$a \times 0 = 0$
$a + 1 = 1$	$a \times 1 = a$
$a + a = a$	$a \times a = a$
$a + \bar{a} = 1$	$a \times \bar{a} = 0$
$a + b = b + a$	$a \times b = b \times a$
$a + b \times c = (a + b) \times (a + c)$	$a \times (b + c) = a \times b + a \times c$
$a + a \times b = a$	$a \times (a + b) = a$
$a + \bar{a} \times b = a + b$	$a \times (\bar{a} + b) = a \times b$
$\bar{a} + a \times b = \bar{a} + b$	$\bar{a} \times (a + b) = \bar{a} \times b$
$\overline{a + b + c} = \bar{a} \times \bar{b} \times \bar{c}$	$\overline{a \times b \times c} = \bar{a} + \bar{b} + \bar{c}$
$a + b + c = \overline{\bar{a} \times \bar{b} \times \bar{c}}$	$a \times b \times c = \overline{\bar{a} + \bar{b} + \bar{c}}$

Außerdem gelten unter anderem noch:

$\bar{a} + \bar{a} = \bar{a}$	$\bar{a} \times \bar{a} = \bar{a}$
$a \times b + a \times b = a \times b$	$(a + b) \times (a + b) = a + b$
$\bar{a} \times b + \bar{a} \times b = \bar{a} \times b$	$(\bar{a} + b) \times (\bar{a} + b) = \bar{a} \times b$
$\bar{a} \times \bar{b} + \bar{a} \times \bar{b} = \bar{a} \times \bar{b}$	$(\bar{a} + \bar{b}) \times (\bar{a} + \bar{b}) = \bar{a} + \bar{b}$
$\bar{a} \times \bar{b} + a \times b = (\bar{a} + b) \times (a + \bar{b})$	$(\bar{a} + \bar{b}) \times (a + b) = \bar{a} \times b + a \times \bar{b}$

Regel für das Aufstellen der Gleichungen

Als Grundlage für das Aufstellen der Gleichungen dient eine Tabelle, wie sie z. B. auf Seite 77 gezeigt ist. Zu einem jeden Ausgang muß eine Gleichung aufgestellt werden. Dabei sind für die zu einem Ausgang gehörende Gleichung zu verwenden:

alle Tabellenzeilen, in denen in der Spalte dieses Ausgangs das Zeichen 1 steht, oder

alle Tabellenzeilen, in denen in der Spalte dieses Ausgangs das Zeichen 0 steht.

Man benötigt für jeden Ausgang nur eine Gleichung, d. h. entweder die für das Durchschalten (Zeichen 1) oder die für das Nichtdurchschalten (Zeichen 0). Man stellt im allgemeinen die Gleichung auf, zu der die kleinere Tabellen-Zeilenzahl gehört.

Das Aufstellen einer Gleichung für das Durchschalten

Auf die rechte Seite des Gleichheitszeichens einer jeden für das Durchschalten geltenden Gleichung kommt das Zeichen 1.

Für jede Tabellenzeile, bei der in der Spalte des betrachteten Ausganges das Zeichen 1 steht, bildet man das Produkt aus allen Kontaktbuchstaben (a bzw. $\bar{a}$, b bzw. $\bar{b}$ usw.), bei denen in der Zeile das Zeichen 1 steht (Reihenschaltung), und bildet die Summe dieser für die einzelnen Zeilen erhaltenen Produkte (Parallelschaltung der Reihenschaltungen). Der so gewonnene Ausdruck bildet die linke Seite der Gleichung.

Das Aufstellen einer Gleichung für das Nichtdurchschalten

Auf die rechte Seite des Gleichheitszeichens einer jeden für das Nichtdurchschalten geltenden Gleichung kommt das Zeichen 0.

Für jede Tabellenzeile, bei der in der Spalte des betrachteten Ausganges das Zeichen 0 steht, bildet man die Summe der Kontaktbuchstaben (a bzw. $\bar{a}$, b bzw. $\bar{b}$ usw.), bei denen in der Zeile das Zeichen 0 eingetragen ist (Parallelschaltung) und bildet das Produkt dieser Summen (Reihenschaltung der Parallelschaltungen). Der so gewonnene Ausdruck bildet die linke Seite der Gleichung.

Beispiel für das Anwenden der Schaltalgebra

Bild 2 zeigt eine Schaltanordnung mit drei Eingängen und zwei Ausgängen. Von dieser Schaltanordnung werde verlangt, daß der Ausgang U erregt ist, wenn auf alle drei Eingänge kein Schaltsignal oder ein Schaltsignal nur auf den Eingang A einwirkt. Hingegen soll der Ausgang V erregt sein, wenn ein Schaltsignal entweder nur auf den Eingang C oder nur auf den Eingang B oder je eines auf den Eingang B und den Eingang C oder je eines auf den Eingang A und den Eingang C oder ein Schaltsignal auf jeden der drei Eingänge A, B und C einwirkt. Wirken Schaltsignale sowohl auf den Eingang A wie auf den Eingang B gleichzeitig ein, so soll sich das auf die beiden Ausgänge nicht auswirken.

Um derartige Forderungen übersichtlich darzustellen, entwirft man eine Tabelle. In ihr gehören zu jedem der drei Eingänge A, B und C sowie zu jedem der zwei Ausgänge U und V je eine Spalte.

a	b	c	U	V
0	0	0	1	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	0
1	1	1	0	1

Eine solche Tabelle muß so viele Zeilen enthalten, wie Kombinationen für die Eingänge möglich sind. Für drei Eingänge gibt es $2^3 = 8$ Kombinationen von (Eingangs-)Schaltsignalen. In die erste Zeile werden für a, b und c die Ziffern 0 eingetragen, in die Zeile zwei für a und b die Ziffer 0 und für c die Ziffer 1, in die Zeile drei für b allein die Ziffer 1 und so fort. In die Zeilen, die der Erregung von U bzw. V entsprechen, kommt bei U bzw. V die Ziffer 1.

Außer den Arbeitskontakten a, b und c stehen in der Schaltanordnung auch die dementsprechenden Ruhekontakte (die Komplemente dieser Kontakte), nämlich $\bar{a}$, $\bar{b}$ und $\bar{c}$ zur Verfügung. Deshalb ist es zweckmäßig, die Tabelle für diese Komplemente zu erweitern. Das ist nachstehend durchgeführt. In der so ergänzten Tabelle sind die Gleichungen in den letzten beiden Spalten (für $U = 1$ und $V = 0$) erst an Hand der dafür gegebenen Erläuterungen zu beachten.

a	$\bar{a}$	b	$\bar{b}$	c	$\bar{c}$	U	V	für $U = 1$	für $V = 0$
0	1	0	1	0	1	1	0	$\bar{a} \times \bar{b} \times \bar{c} = 1$	$a + b + c = 0$
0	1	0	1	1	0	0	1		
0	1	1	0	0	1	0	1		
0	1	1	0	1	0	0	1		
1	0	0	1	0	1	1	0	$a \times \bar{b} \times \bar{c} = 1$	$\bar{a} + b + c = 0$
1	0	0	1	1	0	0	1		
1	0	1	0	0	1	0	0		$\bar{a} + \bar{b} + c = 0$
1	0	1	0	1	0	0	1		

Zunächst sei der Ausgang U betrachtet. Er soll für zwei Eingangskombinationen durchgeschaltet sein. Die Zahl der Eingangskombinationen, für die der Ausgang U nicht durchgeschaltet sein darf, ist wesentlich größer. Deshalb ist es zweckmäßig, für U den durchgeschalteten Zustand zugrunde zu legen.

Die erste Zeile der obigen Tabelle besagt: U soll durchgeschaltet sein, wenn $\bar{a}$, $\bar{b}$ und $\bar{c}$ gleichzeitig eingeschaltet sind. Das bedeutet eine Reihenschaltung der Komplementkontakte zu a, b und c.

Die fünfte Zeile der obigen Tabelle zeigt, daß eine Durchschaltung für U ebenfalls bestehen muß, wenn der Kontakt a, der Kontakt $\bar{b}$ und der Kontakt $\bar{c}$ durchgeschaltet sind. Dazu gehört wiederum eine Reihenschaltung, nämlich aus a, aus $\bar{b}$, also dem Komplement von b, und aus $\bar{c}$, d. h. dem Komplement von c.

Für beide Kontakt-Reihenschaltungen, die eben betrachtet wurden, muß U durchgeschaltet sein. Das läßt sich nur erreichen, indem man diese zwei Kontakt-Reihenschaltungen einander parallel schaltet (**Bild 34** links).

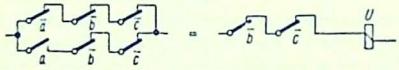


Bild 34

Jede der zwei Reihenschaltungen wird in der Schaltalgebra als ein Produkt ausgedrückt. Diese Produkte lauten $\bar{a} \times \bar{b} \times \bar{c}$ und $a \times \bar{b} \times \bar{c}$. Zur Parallelschaltung beider Reihenschaltungen gehört zwischen beiden Produkten ein Pluszeichen. Hieraus folgt:

$$\bar{a} \times \bar{b} \times \bar{c} + a \times \bar{b} \times \bar{c} = 1 \qquad \text{für } U = 1.$$

Für den Ausgang V sind die durchgeschalteten Fälle in der Überzahl. Deshalb ist es günstig, sich mit den Fällen zu beschäftigen, in denen V nicht durchgeschaltet sein soll. Für den Ausgang U ergab sich zu jedem der beiden Durchschaltungsfälle je eine Reihenschaltung dreier Kontakte. Diese beiden Reihenschaltungen waren parallel zu schalten. Für den Ausgang V handelt es sich um fehlende Durchschaltung. Fehlender Durchschaltung ist wegen der drei Eingänge jeweils eine Parallelschaltung dreier Kontakte zugrunde zu legen. Diese müssen für fehlende Durchschaltung sämtlich offen sein.

Für V sind drei Fälle fehlender Durchschaltung verlangt. Folglich handelt es sich um drei Parallelschaltungen. Damit jeweils eine der drei Parallelschaltungen genügt, um den Durchgang für V zu verhindern, müssen die drei Parallelschaltungen miteinander in Reihe liegen. In dem Ausdruck für eine Parallelschaltung sind die Kontakt-Formelzeichen miteinander durch Pluszeichen zu verbinden. Das gibt für V also drei Summen. Die Parallelschaltungen der jeweils drei Kontakte sind hintereinander geschaltet. Hintereinanderschaltungen werden durch Produkte ausgedrückt. Folglich ist hier ein Produkt dreier Summen aufzustellen (**Bild 35**, links):

$$(a + b + c) \times (\bar{a} + b + c) \times (\bar{a} + \bar{b} + c) = 0 \qquad \text{für } V = 0$$

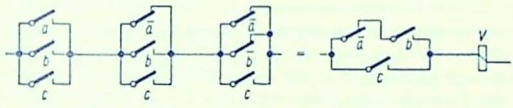


Bild 35

Schaltalgebra zum Vereinfachen der gefundenen Schaltanordnungen

Für das Durchschalten des Ausganges U wurde eine Kombination aus sechs Kontakten gefunden. Für fehlende Erregung des Ausganges V ergab sich eine Kontaktanordnung mit insgesamt 9 Kontakten. Jeder Buchstabe in jedem Ausdruck, der eine Kontaktkombination wiedergibt, stellt einen Kontakt dar. Das geht aus den Bildern 12...33 hervor.

Es handelt sich nun darum, aus jedem der beiden gefundenen Ausdrücke durch Umformen einen neuen Ausdruck mit weniger Buchstaben zu gewinnen, so daß die Schaltanordnungen mit weniger Kontakten ausgeführt werden können.

In dem Ausdruck für das Durchschalten des Ausganges U kann man $\bar{b} \times \bar{c}$ ausklammern und hat dann in der Klammer $a + \bar{a}$ stehen. Der Wert dieser Summe ist gemäß Bild 15 gleich 1. Hieraus folgt, daß für das Durchschalten von U in der geforderten Weise das Produkt $\bar{b} \times \bar{c}$ genügt. Das ist eine Reihenschaltung der Komplemente der Kontakte b und c. Hier nochmals der Rechnungsgang:

$$\bar{a} \times \bar{b} \times \bar{c} + a \times \bar{b} \times \bar{c} = (a + \bar{a}) \times \bar{b} \times \bar{c} = \bar{b} \times \bar{c} \qquad \text{da} \quad a + \bar{a} = 1$$

Bild 34 zeigt links die ursprüngliche Kontaktanordnung und rechts die mit Hilfe der Schaltalgebra vereinfachte Kontaktanordnung, die denselben Zweck erfüllt. Nachträglich wird klar, daß die Vereinfachung zulässig ist: Wenn man nochmals die Tabelle betrachtet, sieht man, daß für das Durchschalten von U die Stellung des Kontaktes a beliebig ist. Wenn aber die Kontakte a und $\bar{a}$ des Eingangs A keine Rolle spielen, braucht man die zwei Zweige mit a und $\bar{a}$ hierfür nicht und kann sich mit der Hintereinanderschaltung der zwei Kontakte $\bar{b}$ und $\bar{c}$ begnügen.

Nun sei der Ausdruck für den Ausgang V betrachtet. Dafür ergibt sich eine längere Rechnung. In ihm stehen nämlich drei Summen mit je drei Gliedern als Faktoren. Nachstehend ist der Rechnungsgang angegeben.

① $(a+b+c)\times(\bar{a}+b+c)\times(\bar{a}+\bar{b}+c)=$

② $(a\times\bar{a}+a\times b+a\times c+\bar{a}\times b+b\times b+b\times c+\bar{a}\times c+b\times c+c\times c)\times(\bar{a}+\bar{b}+c)=$

③ $(0+a\times b+a\times c+\bar{a}\times b+b+b\times c+\bar{a}\times c+b\times c+c)\times(\bar{a}+\bar{b}+c)=$

④ $[b\times(a+\bar{a}+1+c+c)+c\times(a+\bar{a}+1)]\times(\bar{a}+\bar{b}+c)=$

⑤ $(b+c)\times(\bar{a}+\bar{b}+c)=\bar{a}\times b+b\times\bar{b}+b\times c+\bar{a}\times c+\bar{b}\times c+c\times c=$

⑥ $\bar{a}\times b+0+b\times c+\bar{a}\times c+\bar{b}\times c+c=\bar{a}\times b+c\times(b+\bar{a}+\bar{b}+1)=\bar{a}\times b+c$

Man multipliziert also zunächst einmal die beiden ersten Summen. Damit bekommt man aus der ersten Zeile die zweite Zeile. Eine solche Multiplikation wird ebenso durchgeführt wie in der gewöhnlichen Algebra.

In der dritten Zeile ist die zweite Zeile wiederholt, wobei aber die speziellen Grundregeln der Schaltalgebra schon teilweise berücksichtigt sind. So steht z. B. für $a\times\bar{a}$ die Ziffer 0 (siehe Bild 26) und statt $b\times b$ sowie statt $c\times c$ jeweils b allein und c allein (siehe Bild 25). In dem ersten Klammerausdruck in der dritten Zeile läßt sich einerseits b und anderseits c vor eine Klammer setzen. Damit erhält man die vierte Zeile. Die in der eckigen Klammer stehenden, mit runden Klammern zusammengefaßten Ausdrücke haben jeweils den Wert 1. In der Schaltalgebra kann nämlich eine Summe niemals größer sein als 1. Kommt also in einer Summe der Summand 1 vor, so hat die gesammte Summe den Wert 1 (siehe Bild 13). Hieraus folgt der linke Ausdruck in der fünften Zeile.

Es handelt sich nun noch um das Produkt zweier Summen, deren eine aus zwei und deren andere aus drei Summanden besteht. Beide Summen sind miteinander zu multiplizieren. In der fünften Zeile ist rechts das Ergebnis dieser Multiplikation angeschrieben. Dieses kann man nochmals weiter vereinfachen. So ist $b\times\bar{b}=0$ und $c\times c=c$. Der in solcher Weise vereinfachte Ausdruck steht in der sechsten Zeile auf der linken Seite. Dort fällt auf, daß die letzten vier Glieder den Faktor c aufweisen. Wir können also c vor eine Klammer setzen, wobei in dieser Klammer wieder der Summand 1 auftritt. Somit hat die in den Klammern stehende Summe den Wert 1. Schließlich ergibt sich damit der einfache Ausdruck $\bar{a}\times b+c$.

Bild 35 zeigt links die ursprüngliche Schaltung so wie sie aus der Tabelle abgelesen werden kann, und rechts daneben die mit Hilfe der Schaltalgebra vereinfachte Schaltung, die denselben Zweck erfüllt wie die links dargestellte Schaltung.

Umwandlungen zwischen Schaltkontakt-Masche und Schaltkontakt-Stern

Die Schaltalgebra bezieht sich üblicherweise auf Schaltkontakt-Anordnungen, die aus Reihen- und Parallelschaltungen aufgebaut sind. Manchmal liegt zur Untersuchung eine Brückenschaltung oder Maschenschaltung vor. Mitunter ergibt sich mit einer solchen Schaltung eine günstigere Gesamt-Schaltanordnung. Deshalb wird hier kurz auf den Übergang zwischen Masche und Stern eingegangen.

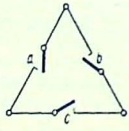


Bild 36

=

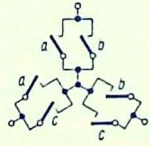


Bild 37

Bild 36 zeigt eine Anordnung von drei Kontakten, die miteinander in einer **Maschenschaltung** vereinigt sind. In **Bild 37** ist die **Sternschaltung** dargestellt, die in ihren Funktionen der Maschenschaltung von Bild 36 gleichwertig ist.

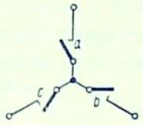


Bild 38

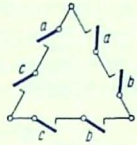


Bild 39

Ebenso wie sich eine Sternschaltung aus einer Maschenschaltung ableiten läßt, ist es möglich, eine Sternschaltung in eine Maschenschaltung zu verwandeln. Das **Bild 38** veranschaulicht eine Sternschaltung. **Bild 39** zeigt die dieser Sternschaltung äquivalente Maschenschaltung. Wie zu erkennen ist, braucht man zur Umwandlung einer der beiden Schaltungen in die andere jeweils die doppelte Zahl von Schaltkontakten. Rechnungen erübrigen sich. Die Übereinstimmungen im Verhalten kann man aus den Bildern sofort ablesen.

Parallel-Reihenschaltung und Brückenschaltung

Der Ausdruck

$$a \times c + b \times d + a \times d \times e + b \times c \times e = a \times c + b \times d + e \times (a \times d + b \times c)$$

bedeutet die in **Bild 40** dargestellte Schaltung, die aus Reihen- und Parallelschaltungen aufgebaut ist. Dieselben Eigenschaften wie diese Schaltung hat die durch **Bild 41** veranschaulichte **Brückenschaltung**.

Bild 40

Bild 41

Umschalter

Beim Realisieren der mit Hilfe der Schaltalgebra gefundenen Kontaktnetzwerke verwendet man vielfach mit Vorteil Umschalter. So kann beispielsweise das Kontaktnetzwerk nach **Bild 42** gemäß **Bild 43** mit zwei Umschaltern aufgebaut werden.

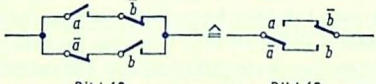


Bild 42

Bild 43

Die Normalkontaktpyramide

Die Normalkontaktpyramide ist ein Kontaktnetzwerk, das für mehrere Eingänge und einen Ausgang bei sämtlichen Kontaktkombinationen Durchschaltung bewirkt, wobei

für einen der Eingänge lediglich ein Umschalter auftritt,

für einen zweiten Eingang zwei Umschalter in Betracht kommen und sich

für die weiteren Eingänge die Zahlen der Umschalter von Eingang zu Eingang in dieser Weise verdoppeln.

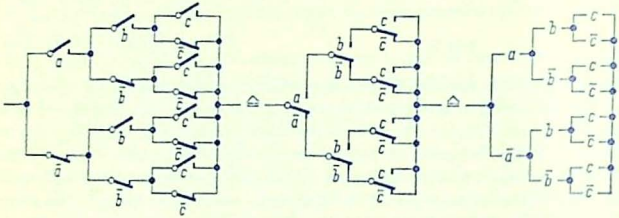


Bild 44 Bild 45 Bild 46

In **Bild 44** ist ein solches Kontaktnetzwerk für drei Eingänge A, B und C gezeigt, wobei die Kontakte in der hier angeschriebenen Reihenfolge auftreten. Während in Bild 44 jeweils die Arbeits- und Ruhekontakte getrennt eingetragen sind, ist **Bild 45** mit Umschaltern aufgezeichnet. Eine noch einfachere Zeichnung erhält man, wenn man die Schalter nur durch die sie kennzeichnenden Buchstaben andeutet **(Bild 46)**.

Bild 47

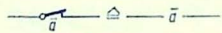


Bild 48

Die Zusammenhänge zwischen den Darstellungsweisen nach Bild 44 und Bild 46 zeigen die **Bilder 47** und **48** im einzelnen.

Soll eine Durchschaltung nur für einige bestimmte Kontaktkombinationen erfolgen, dann läßt man die nicht in Frage kommenden Schaltkontakte weg. Das übrigbleibende Kontaktnetzwerk kann man dann gegebenenfalls mit den Regeln der Schaltalgebra vereinfachen.

Noch einige Fachausdrücke und Grundlagen

Das **Transmissionskonzept** ist die Grundlage der vorstehend erläuterten Schaltalgebra. Hierbei sind der Durchschaltung der Ausgangswert 1 und der Sperrung der Ausgangswert 0 zugeordnet. Transmission bedeutet in diesem Zusammenhang Durchschaltung.

Das **Hinderniskonzept** ist das nur sehr selten verwendete Gegenstück zum Transmissionskonzept. Hierbei sind der Sperrung (dem Hindernis) der Ausgangswert 1 und dem Durchlaß (dem fehlenden Hindernis) der Ausgangswert 0 zugeordnet.

Die **Transmissionsfunktion** ist der Ausdruck, der die Kontaktbuchstaben enthält.

Konjunktion bedeutet **„Und-Verknüpfung"** (konjunktiv gleich bindend). Das Ergebnis einer Konjunktion ist immer dann 1, wenn alle Eingangsgrößen 1 sind. Die **konjunktive Verbindung** mehrerer Kontakte ist demgemäß deren Serienschaltung.

Disjunktion bedeutet **„Oder-Verknüpfung" („inklusives Oder")** (disjunktiv gleich sich ausschließend). Das Ergebnis einer Disjunktion ist immer dann 1, wenn wenigstens eine Eingangsgröße 1 ist. Die **disjunktive Verbindung** mehrerer Kontakte ist also deren Parallelschaltung.

Antivalenz bedeutet **„Gegen-Verknüpfung" („exklusives Oder")**. Das Ergebnis ist immer dann 1, wenn die zwei Eingangsgrößen gegensätzlich sind (eine 1 und eine 0).

Äquivalenz bedeutet **„Gleich-Verknüpfung"**. Das Ergebnis ist immer dann 1, wenn alle Eingangsgrößen übereinstimmen (alle 1 oder alle 0).

Negation heißt Verneinung. Negation ergibt sich in einer Schaltung durch Übergang von einem Arbeitskontakt auf einen Ruhekontakt oder umgekehrt.

Die Schaltalgebra bezieht sich auf **zweiwertige Variable** (Werte 0 und 1). Hierzu gelten folgende, gemeinsam ein System bildende **Postulate** (Forderungen, auf deren Grundlage gerechnet wird):

$0 \times 0 = 0$	$0 + 0 = 0$	$\overline{0} = 1$
$0 \times 1 = 0$	$0 + 1 = 1$	$\overline{1} = 0$
$1 \times 0 = 0$	$1 + 0 = 1$	$\overline{1}$ und $\overline{0}$ bedeuten Komplemente
$1 \times 1 = 1$	$1 + 1 = 1$	von 1 bzw. von 0

Die hieraus abgeleiteten Rechenregeln werden gelegentlich **Theoreme** genannt.

Es gelten in der Schaltalgebra wie in der gewöhnlichen Algebra:

das **assoziative** Gesetz	$(a + b) + c = (a + c) + b$	$(a \times b) \times c = (a \times c) \times b$
das **kommutative** Gesetz	$a + b = b + a$	$a \times b = b \times a$
das **distributive** Gesetz	$a \times (b + c) = a \times b + a \times c$	

Die **Standardsumme** ist die eine Transmissionsfunktion darstellende Summe von Gliedern, wobei jedes Glied (Summand, **Term**) die Buchstaben aller vorkommenden Elemente bzw. deren Komplemente enthält. Die Standardsumme enthält überflüssige Glieder: Sie ist mit Redundanz behaftet. Man nennt die Standardsumme auch **Disjunktive Normalform**.

Beispiel: Zu $a \times b + \bar{a} \times \bar{c}$ gehört als Standardsumme:

$$a \times b + \bar{a} \times \bar{c} = a \times b \times c + a \times b \times \bar{c} + \bar{a} \times b \times \bar{c} + \bar{a} \times \bar{b} \times \bar{c}$$

Man gewinnt diese Standardsumme aus der gegebenen Summe, indem man $a \times b$ mit $(c + \bar{c}) = 1$ und $\bar{a} \times \bar{c}$ mit $(b + \bar{b}) = 1$ „multipliziert".

Unter **Redundanz** versteht man zu einer Information nichts beitragende und deshalb überflüssige Aussagen bzw. überflüssige Anteile einer Funktion oder auch eines Kontaktnetzwerkes.

Die **Minimalsumme** ist im Gegensatz zu der Standardsumme nicht mit Redundanz behaftet. Sie enthält nur die notwendigen Teile der durch sie dargestellten Transmissionsfunktion. Sie ist die Grundlage für das jeweils einfachste Reihen-Parallel-Kontaktnetzwerk.

Das **Standardprodukt** ist das eine Transmissionsfunktion darstellende Produkt, worin jeder Faktor aus der Summe aller vorkommenden Elemente bzw. deren Komplementen besteht. Das Standardprodukt nennt man auch **Konjunktive Normalform**.

Beispiel: Das Standardprodukt zu $(\bar{a}+b)\times(a+c)$ ist gegeben mit

$$(\bar{a}+b)\times(a+c)=(\bar{a}+b+\bar{c})\times(\bar{a}+b+c)\times(a+b+c)\times(a+b+c)$$

Das **Minimalprodukt** ist im Gegensatz zu dem Standardprodukt nicht mit Redundanz behaftet. Es enthält nur die notwendigen Teile der durch sie dargestellten Transmissionsfunktion. Es ist die Grundlage für das jeweils einfachste Reihen-Parallel-Kontaktnetzwerk.

Das **Binäräquivalent** ist die Binärzahl, die für eine vorgegebene Kontakt-Reihenfolge eine Kontakt-Kombination für einen bestimmten Schaltzustand charakterisiert. Beispiele für die Kontakte a, b und c in dieser Reihenfolge:

Schaltzustand	$a\,b\,c$	$\bar{a}\,b\,c$	$a\,b\,c$	$a\,b\,\bar{c}$
Binäräquivalent	1 1 1	0 1 1	1 0 1	1 1 0

Das **Dezimaläquivalent** ist die dem Binäräquivalent entsprechende Dezimalzahl. Auch sie charakterisiert für eine vorgegebene Kontakt-Reihenfolge einen jeweils bestimmten Schaltzustand. Beispiele:

Binäräquivalent	111	011	101	110
Dezimaläquivalent	7	3	5	6

Um das Dezimaläquivalent aus dem Binäräquivalent zu gewinnen, kann man den einzelnen Stellen des Binäräquivalentes, mit der rechten Endstelle beginnend, die „**Gewichte**"

$$2^0=1 \qquad 2^1=2 \qquad 2^2=4 \qquad 2^3=8 \qquad \text{usw.}$$

zuordnen und die mit 1 zu multiplizierenden Gewichte zusammenzählen.

Beispiel: Binäräquivalent 101 daraus: Dezimal-Äquivalent $= 1\cdot 2^0+0\cdot 2^1+1\cdot 2^2=1+4=5$.

Austrittsarbeit

Arbeit, die notwendig ist, um ein freies Elektron, d. h. ein Elektron aus dem Leitungsband, aus dem Inneren eines Stoffes durch dessen Oberfläche hindurch zu befördern. Die Austrittsarbeit ist maßgebend für die Dichte des bei einer bestimmten Temperatur aus der Oberfläche austretenden Stromes. Sie wird in Elektronenvolt (eV) angegeben.

Chemisches Element	eV	Chemisches Element	eV	Chemisches Element	eV
Cäsium	1,90	Mangan	3,76	Kupfer	4,29
Rubidium	2,13	Vanadium	3,78	Zinn	4,38 ... 4,51
Strontium	2,25	Titan	3,92	Quecksilber	4,53
Kalium	2,26	Beryllium	3,93	Germanium	4,55
Natrium	2,30	Niob	3,99	Wolfram	4,55 ... 4,57
Lithium	2,36	Antimon	4,05	Wismut	4,62
Barium	2,55	Kadmium	4,08	Silber	4,73
Kalzium	2,96	Tantal	4,12 ... 4,16	Rhodium	4,75
Cer	3,07	Kobalt	4,10 ... 4,25	Eisen	4,75 ... 4,77
Hafnium	3,20 ... 3,53	Zirkon	4,13	Gold	4,76
Uran	3,28	Blei	4,15	Silizium	4,80
Thorium	3,29	Molybdän	4,19 ... 4,29	Palladium	4,97 ... 4,99
Thallium	3,68	Gallium	4,20	Nickel	4,98 ... 5,03
Magnesium	3,69	Aluminium	4,25	Arsen	5,17
Chrom	3,72	Zink	4,25	Platin	5,44 ... 6,37

Ionisierungsspannung

Spannung, die zur Ionisierungsarbeit (Ionisierungsenergie), also zum Loslösen eines Elektrons aus der Elektronenhülle eines Atoms gehört. Ionisierungsspannung in Volt ≙ Ionisierungsarbeit in Elektronenvolt (eV).

Chem. Element	eV	Chem. Element	eV	Chem. Element	eV
Kalium	4,32	Nickel	7,60	Quecksilber	10,41
Natrium	5,09	Magnesium	7,63	Schwefel	10,42
Barium	5,21	Kupfer	7,67	Kohlenstoff	11,24
Lithium	5,37	Kobalt	7,80	Chlor	13,01
Gallium	5,97	Eisen	7,83	Wasserstoff	13,54
Aluminium	5,98	Germanium	8,10	Sauerstoff	13,57
Kalzium	6,25	Silizium	8,14	Krypton	13,94
Chrom	6,70	Platin	8,80	Stickstoff	14,51
Vanadium	6,74	Kadmium	8,94	Argon	15,68
Titan	6,81	Gold	9,20	Neon	21,47
Blei	7,37	Zink	9,37	Helium	24,48
Mangan	7,41	Selen	9,75		
Silber	7,58	Arsen	10,05		

Elektrothermische Spannungsreihe

Die angegebenen Werte der Urspannung (auch Thermo-„Kraft" genannt) gelten für Platin als zweites Metall und 100 °C Übertemperatur der erhitzten Stelle gegen die kalte Vergleichsstelle.

Metall	mV	Metall	mV
Wismut	− 7,70 ... − 6,50	Gold	+ 0,56 ... + 0,80
Konstantan	− 3,47 ... − 3,04	Manganin	+ 0,57 ... + 0,82
Kobalt	− 1,99 ... − 1,52	Zink	+ 0,60 ... + 0,79
Nickel	− 1,94 ... − 1,20	Rhodium	+ 0,65
Kalium	− 0,9	Iridium	+ 0,65 ... + 0,68
Palladium	− 0,3	Wolfram	+ 0,65 ... + 0,90
Natrium	− 0,2	Silber	+ 0,67 ... + 0,79
Quecksilber	− 0,07 ... + 0,04	Kupfer	+ 0,72 ... + 0,77
Platin	± 0	V2A-Stahl	+ 0,77
(Graphit)	+ 0,22	Kadmium	+ 0,85 ... + 0,92
(Kohle)	+ 0,3	Molybdän	+ 1,16 ... + 1,31
Tantal	+ 0,34 ... + 0,51	Eisen	+ 1,87 ... + 1,89
Aluminium	+ 0,40 ... + 0,41	Chromnickel	+ 2,20
Magnesium	+ 0,40 ... + 0,43	Antimon	+ 4,70 ... + 4,86
Zinn	+ 0,40 ... + 0,44	Silizium	+ 44,8
Blei	+ 0,41 ... + 0,46	Tellur	+ 50
Cäsium	+ 0,5		

Elektrochemische Spannungsreihe

Die angegebenen Werte der Urspannung beziehen sich auf Wasserstoff als Vergleichselektrode und gelten für ionennormale Lösungen (ein Grammäquivalent Ionen in einem Liter).

Chem. Element	V	Chem. Element	V	Chem. Element	V
Lithium	− 2,96	Zink	− 0,76	Wismut	+ 0,23
Rubidium	− 2,92	Chrom	− 0,56	Arsen	+ 0,32
Kalium	− 2,92	Gallium	− 0,52	Kupfer	+ 0,345
Strontium	− 2,90	Schwefel	− 0,50	Sauerstoff	+ 0,393
Barium	− 2,90	Eisen	− 0,44	Polonium	+ 0,4
Natrium	− 2,71	Kadmium	− 0,40	Jod	+ 0,53
Kalzium	− 2,56	Indium	− 0,34	Quecksilber	+ 0,775
Magnesium	− 1,87	Kobalt	− 0,29	Silber	+ 0,80
Beryllium	− 1,69	Nickel	− 0,25	Platin	+ 0,86
Uran	− 1,40	Zinn	− 0,14	Brom	+ 1,06
Aluminium	− 1,28	Blei	− 0,13	Gold	+ 1,38
Mangan	− 1,07	Wasserstoff	± 0	Chlor	+ 1,40
Tellur	− 0,83	Antimon	+ 0,20	Fluor	+ 2,0

Naturkonstanten (Physikalische Konstanten)

Elementarladung	e oder q	$1{,}602 \cdot 10^{-19}$	$A \cdot s$
Ruhemasse des Elektrons	m_e oder m_0	$0{,}9108 \cdot 10^{-27}$	g
Ruhemasse des Protons	m_p	$1{,}6724 \cdot 10^{-24}$	g
Ruhemasse des Neutrons	m_n	$1{,}675 \cdot 10^{-24}$	g
Protonenmasse / Elektronenmasse	$\frac{m_p}{m_0}$	1836	
spezifische Elektronenladung	$-q/m_0$	$-175{,}89 \cdot 10^{6}$	$\frac{A \cdot s}{g}$
Elektronenradius (klassisch)	r_0	$2{,}82 \cdot 10^{-15}$	m
Bohrscher Bahnradius für das Elektron des Wasserstoff-Atoms im Grundzustand	r	$5{,}292 \cdot 10^{-11}$	m
Lichtgeschwindigkeit im Vakuum	c	$2{,}9979 \cdot 10^{8}$	m/s
Molvolumen bei Normalbedingungen	V_0	22,414	dm^3/mol
Gaskonstante (universelle)	R_0	8,31	$\frac{W \cdot s}{mol \cdot {}^\circ K}$
Loschmidtsche Zahl	L oder N	$6{,}025 \cdot 10^{23}$	Moleküle/mol
Avogadrosche Zahl	L/V_0	$2{,}687 \cdot 10^{19}$	Moleküle/cm^3
Boltzmannkonstante	k	$1{,}38 \cdot 10^{-23}$	$W \cdot s/{}^\circ K$
Stefan-Boltzmannsche Konstante	σ	$5{,}667 \cdot 10^{-8}$	$\frac{W}{m^2 \cdot {}^\circ K^4}$
Faradaykonstante	F	$9{,}649 \cdot 10^{4}$	$A \cdot s/mol$
Permeabilität des Vakuums (Induktionskonstante)	μ_0	$0{,}4 \cdot \pi \cdot 10^{-6}$	$\frac{H}{m}$
Dielektrizitätskonstante des Vakuums (Influenzkonstante)	ε_0	$8{,}8542 \cdot 10^{-12}$	$\frac{F}{m}$
Vakuum-Wellenwiderstand	$\Gamma = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$	376,73	Ω
elektrisches Wärmeäquivalent		0,2389	$\frac{cal}{W \cdot s}$
Planckscher Wirkungsquantum	h	$6{,}625 \cdot 10^{-34}$	$W \cdot s^2$
Compton-Wellenlänge des Elektrons	λ_c	0,02426	Å
Temperatur des absoluten Nullpunktes		$-273{,}16$	°C
Gravitationskonstante	γ	$6{,}67 \cdot 10^{-14}$	$\frac{m^3}{g \cdot s^2}$

Physikalische Eigenschaften von Germanium und Silizium

Bezeichnung	Formelzeichen	Einheit	Bezugstemperatur	Germanium	Silizium
Ordnungszahl		—		32	14
Struktur		—		Diamant	Diamant
Gitterkonstante		Å	293 °K	5,66	5,43
Atomgewicht		—		72,60	28,06
Atomvolumen		cm^3/(g Atom)		13,7	12,07
Atomradius		Å		1,22	1,17
Atome/cm^3		1/cm^3		$4{,}4 \cdot 10^{22}$	$5{,}0 \cdot 10^{22}$
Dichte	ϱ	g/cm^3	293 °K	5,32	2,33
Schmelzpunkt		°C		936	1420
Siedepunkt		°C		2700	2600
Debye-Temperatur	ΘD	°K		362	658
Schmelzwärme		cal/g		114	330
Spezifische Wärme	c	cal/(g · °C)	273 ... 373 °K	0,074	0,181
Spezifische Wärme	c	cal/(g · °C)	1209 °K	0,09	
Wärmeleitfähigkeit	λ	cal/(s · cm · °C)	298 °K	0,14	0,20
Wärmeleitfähigkeit	λ	cal/(s · cm · °C)	393 °K	0,11	
Wärmeleitfähigkeit	λ	cal/(s · cm · °C)	1209 °K	0,05	
Mittlere freie Weglänge (Elektronen)	l	µm	293 °K	0,05 ... 0,1	0,01 ... 0,03
Mittlere Stoßzeit		ps		0,6	
Mittlere Lebensdauer	τ_n τ_p	µs		1 ... 1000	1 ... 1000
Effektive Elektronenmasse	m_n	—	4 °K	$0{,}55 \cdot m_0$	$1{,}1 \cdot m_0$
Effektive Löchermasse	m_p	—	4 °K	$0{,}37 \cdot m_0$	$0{,}59 \cdot m_0$
Diffusionskonstante (Elektronen)	D_n	cm^2/s		100	35
Diffusionskonstante (Löcher)	D_p	cm^2/s		49	12,5

Bezeichnung	Formelzeichen	Einheit	Bezugstemperatur	Germanium	Silizium
Spezifischer Widerstand bei Eigenleitung	ϱ_i	$\Omega \cdot cm$	300 °K	46	230 000
Spezifischer Widerstand bei Eigenleitung	ϱ_i	$\Omega \cdot cm$	1203 °K	$7{,}8 \cdot 10^{-4}$	
Spezifischer Widerstand bei Eigenleitung	ϱ_i	$\Omega \cdot cm$	1233 ... 1373 °K	$6 \cdot 10^{-5}$	
Bandabstand		eV	0 °K	0,75	1,153
Bandabstand		eV	300 °K	0,67	1,106
Elektronen-Beweglichkeit (reines Material)	μ_n	$cm^2/(V \cdot s)$		3900 ± 100	1350 ± 100
Löcher-Beweglichkeit (reines Material)	μ_p	$cm^2/(V \cdot s)$		1900 ± 50	480 ± 15
Kritisches Spannungsgefälle für μ_n	$E_{n\,krit}$	V/cm	293 °K	900	2500
Kritisches Spannungsgefälle für μ_p	$E_{p\,krit}$	V/cm	293 °K	1400	7500
Intrinsiczahl	n_i	$1/cm^3$	300 °K	$2{,}4 \cdot 10^{13}$	$1{,}5 \cdot 10^{10}$
Dielektrizitätszahl	ϵ_r	—		16	12
Ionisationsenergie		eV		8,1	8,14
Zener-Spannungsgefälle	E_{zener}	V/cm		$2 \cdot 10^5$	$2{,}5 \cdot 10^5$
Schallgeschwindigkeit		m/s	20 °C	5000	
Elastizitäts-Konstante	c_{11}	dyn/cm^2		$12{,}98 \cdot 10^{11}$	$16{,}74 \cdot 10^{11}$
Elastizitäts-Konstante	c_{12}	dyn/cm^2		$4{,}88 \cdot 10^{11}$	$6{,}523 \cdot 10^{11}$
Elastizitäts-Konstante	c_{44}	dyn/cm^2		$6{,}73 \cdot 10^{11}$	$7{,}957 \cdot 10^{11}$
Linearer thermischer Ausdehnungskoeffizient		1/°C	273 ... 323 °K	$6{,}1 \cdot 10^{-6}$	$4{,}2 \cdot 10^{-6}$
Volumen-Kompressibilität		cm^2/dyn		$1{,}3 \cdot 10^{-12}$	$0{,}98 \cdot 10^{-12}$
Elektronen-Austrittspotential		eV		4,55	4,8
Absorptionskante	λ	µm		1,8	1,25
Langwellige Grenze der lichtelektrischen Elektronen-Emission	λ	µm		0,274	0,257

Fernseh-Bereiche und -Kanäle

Die folgenden Angaben gelten bezüglich der Kanäle 2 ... 11 und 21 neu ... 60 neu für die CCIR-Norm (Gerber-Norm)

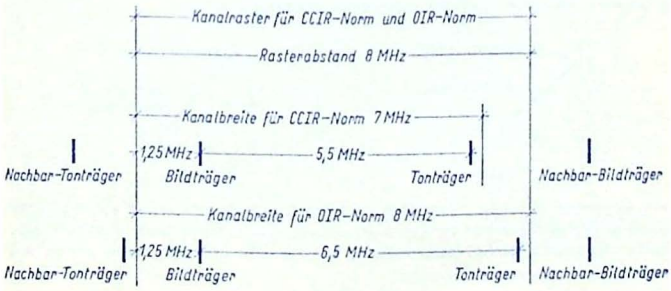
Kanal-Nr.		Kanalbreite von MHz	bis MHz	Bildträger MHz	Tonträger MHz	Wellenlänge im Mittel m
Bereich I	Rasterabstand und Kanalbreite 7 MHz					
2		47	54	48,25	53,75	5,9
3		54	61	55,25	60,75	5,2
4		61	68	62,25	67,75	4,7
Bereich III	Rasterabstand und Kanalbreite 7 MHz					
5		174	181	175,25	180,75	1,69
6		181	188	182,25	187,75	1,63
7		188	195	189,25	194,75	1,57
8		195	202	196,25	201,75	1,51
9		202	209	203,25	208,75	1,46
10		209	216	210,25	215,75	1,41
11		216	223	217,25	222,75	1,37
Bereich IV	Rasterabstand 8 MHz, Kanalbreite 7 MHz					
neu	alt					
21	14	470	477	471,25	476,75	0,63
22	15	478	485	479,25	484,75	0,62
23	16	486	493	487,25	492,75	0,61
24	17	494	501	495,25	500,75	0,60
25	18	502	509	503,25	508,75	0,59
26	19	510	517	511,25	516,75	0,58
27	20	518	525	519,25	524,75	0,57
28	21	526	533	527,25	532,75	0,57
29	22	534	541	535,25	540,75	0,56
30	23	542	549	543,25	548,75	0,55
31	24	550	557	551,25	556,75	0,54
32	25	558	565	559,25	564,75	0,53
33	26	566	573	567,25	572,75	0,53
34	27	574	581	575,25	580,75	0,52
35	28	582	589	583,25	588,75	0,51
36[1])	29[1])	590	598	——	——	0,51
37	30	598	605	599,25	604,75	0,50

[1]) Für Navigations-Funkdienst

Kanal-Nr. neu	Kanal-Nr. alt	Kanalbreite von MHz	Kanalbreite bis MHz	Bildträger MHz	Tonträger MHz	Wellenlänge im Mittel m
Bereich V	Rasterabstand 8 MHz, Kanalbreite 7 MHz					
38[2])	31[2])	606	614	——	——	0,49
39	32	614	621	615,25	620,75	0,49
40	33	622	629	623,25	628,75	0,48
41	34	630	637	631,25	636,75	0,47
42	35	638	645	639,25	644,75	0,47
43	36	646	653	647,25	652,75	0,46
44	37	654	661	655,25	660,75	0,46
45	38	662	669	663,25	668,75	0,45
46	39	670	677	671,25	676,75	0,45
47	40	678	685	679,25	684,75	0,44
48	41	686	693	687,25	692,75	0,44
49	42	694	701	695,25	700,75	0,43
50	43	702	709	703,25	708,75	0,43
51	44	710	717	711,25	716,75	0,42
52	45	718	725	719,25	724,75	0,42
53	46	726	733	727,25	732,75	0,41
54	47	734	741	735,25	740,75	0,41
55	48	742	749	743,25	748,75	0,40
56	49	750	757	751,25	756,75	0,40
57	50	758	765	759,25	764,75	0,39
58	51	766	773	767,25	772,75	0,39
59	52	774	781	775,25	780,75	0,39
60	53	782	789	783,25	788,75	0,38

[2]) Für Astronomie-Funkdienst

Der Rasterabstand ist für die Bereiche IV und V mit 8 MHz festgelegt, damit sich sowohl für die CCIR-Norm wie für die OIR-Norm gleiche Bildträgerfrequenzen ergeben.



Generator als Ersatz-Spannungsquelle bzw. Ersatz-Stromquelle

Generator

Unter Generator ist hier jede Anordnung zu verstehen, die elektrische Leistung abzugeben vermag, also z. B. ein Akkumulator, eine Monozelle, ein Netzstromgenerator, aber auch eine Empfangsantenne, ein Mikrophon oder eine gesteuerte Verstärkerstufe, in welche die sie steuernde Signalquelle einbezogen ist. Die allgemeine theoretische Bezeichnung eines solchen Generators lautet: **aktiver Zweipol.**

Die zwei Klemmen eines in Betrieb befindlichen Generators weisen gegeneinander eine Spannung u auf. Wird zwischen die beiden Klemmen ein Lastwiderstand bzw. eine Last-Impedanz (Außen-Impedanz) Z_a geschaltet, so fließt hierüber ein Strom i (**Bild 1**). Mit dem Wert des Stromes ändert sich die Klemmenspannung des Generators. Meistens sinkt sie, wenn man höheren Strom entnimmt. Sie kann mit zunehmendem Wert des entnommenen Stromes aber gelegentlich auch ansteigen. Das ist z. B. der Fall bei vorwiegend imaginärem Innenwiderstand des Generators und bei einer Lastimpedanz mit vorwiegend entgegengesetzt imaginärem Anteil oder bei einem überkompoundierten Netzstromgenerator.

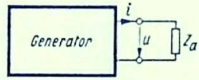


Bild 1

Insbesondere zum Speisen der Versorgungsnetze gibt es auch Generatoren mit mehr als zwei Anschlußklemmen (Dreileitermaschinen, Mehrphasengeneratoren). Solche Generatoren kann man für prinzipielle Betrachtungen in zweipolige Generatoren aufgliedern.

Linearer Generator

In vielen Fällen darf ein Generator als linear angesehen werden. Das bedeutet: Der Zusammenhang zwischen Klemmenspannung und Strom des Generators läßt sich durch eine lineare Gleichung ausdrücken und damit in einem rechtwinkligen Koordinatensystem mit linearen Maßstäben als Gerade darstellen (**Bilder 2 und 3**).

Bild 2

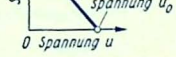


Bild 3

Die Gerade ist die Verbindungslinie zwischen Leerlaufpunkt und Kurzschlußpunkt. Der **Leerlaufpunkt** gehört zur Leerlaufspannung u_0 für Strom Null, d. h. zum unbelasteten Generator, der **Kurzschlußpunkt** zum Kurzschlußstrom i_k für Spannung Null, also zum Kurzschluß des Generators.

Generator-Ersatzschaltungen

Ein tatsächlich vorhandener Generator enthält zwischen seinen beiden Klemmen einen mit Widerstand bzw. Impedanz behafteten Stromweg, wobei im allgemeinen die Generatorspannung längs eines großen Teiles dieses Stromweges auftritt. Im tatsächlich vorhandenen Generator handelt es sich somit um einen verteilten Widerstand bzw. um eine verteilte Impedanz und um ein verteiltes Entstehen der Generatorspannung. Die Glieder der (nur gedachten) Ersatzschaltung sind hingegen konzentrierte Schaltungselemente.

Trotz dieser Verschiedenheit gelten in dem jeweils gegebenen Rahmen für die Ersatzschaltung dieselben äußeren elektrischen Zusammenhänge wie für die tatsächlich vorhandene Anordnung.

Bezeichnungen

In diesem Beitrag werden die heute noch vorherrschenden Bezeichnungen Z_i, R_i, Z_a und R_a verwendet. Anstelle dieser Bezeichnungen führen sich die angloamerikanischen Bezeichnungen Z_{out}, R_{out}, Z_l und R_l mehr und mehr ein. Es bedeuten:

Z_i	=	Z_{out}	Innenimpedanz	= Ausgangsimpedanz
R_i	=	R_{out}	Innenwiderstand	= Ausgangswiderstand
Z_a	=	Z_l	Außenimpedanz	= Lastimpedanz
R_a	=	R_l	Außenwiderstand	= Lastwiderstand

Ersatz-Spannungsquelle

Den durch die Bilder 2 und 3 dargestellten Zusammenhang zwischen Generatorklemmenspannung und Generatorklemmenstrom kann man sich daraus entstanden denken, daß eine Spannungsquelle, deren Klemmenspannung konstant und gleich der Leerlaufspannung des Generators ist, mit einem Innenwiderstand von stromunabhängigem Wert in Reihe liegt **(Bild 4)**. Eine Anordnung, bestehend aus dieser Reihenschaltung nennt man Ersatz-Spannungsquelle.

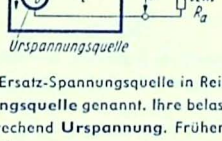


Bild 4

Die Quelle, die im Innern der Ersatz-Spannungsquelle in Reihe mit deren Innenwiderstand liegt, wird vielfach **Urspannungsquelle** genannt. Ihre belastungsunabhängige Klemmenspannung u_0 heißt dementsprechend **Urspannung**. Früher nannte man diese Spannung elektromotorische Kraft (EMK).

Dem Wert des stromunabhängigen **Innenwiderstandes** R_i entspricht die Neigung der Kennlinie von Bild 2. R_i ergibt sich als Verhältnis der Leerlaufspannung u_0 zum Kurzschlußstrom i_k.

Klemmenspannung u, Leerlaufspannung (Urspannung) u_0, Innenwiderstand R_i und Be-

lastungsstrom (Klemmenstrom) i hängen für den Generator gemäß Bild 4 so zusammen:

$$u = u_0 - i \cdot R_i$$

Die Beziehung zwischen Klemmenspannung u und Klemmenstrom i ist für den Lastwiderstand (Außenwiderstand) R_a gegeben mit:

$$u = i \cdot R_a$$

Aus beiden Gleichungen folgt für gegebene Werte von u_0, R_i und R_a das Wertepaar i_1 u_1:

$$i_1 = \frac{u_0}{R_i + R_a} \qquad u_1 = u_0 \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i}$$

Bild 5 veranschaulicht das für den Fall, daß die drei Größen u_0, R_i und R_a stromunabhängige Werte haben.

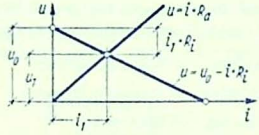


Bild 5

Die Beziehungen zwischen i, u, u_0, R_i und R_a gelten ebenso, wenn an die Stelle der reellen Widerstände R_i und R_a die Impedanzen Z_i und Z_a treten. Eine lineare Generator-Kennlinie, wie sie in Bild 5 eingetragen ist, ergibt sich bei Ersatz von R_i und R_a durch Z_i und Z_a mit gleichfalls stromunabhängigen Werten nur in dem Sonderfall, in dem für $Z_i = R_i + j \cdot X_i$ und $Z_a = R_a + j \cdot X_a$ die Bedingung erfüllt ist:

$$\frac{R_i}{X_i} = \frac{R_a}{X_a}$$

Diese Bedingung kann man mit

$$Z_i = |Z_i| \cdot \exp(j \cdot \varphi_i) \quad \text{und} \quad Z_a = |Z_a| \cdot \exp(j \cdot \varphi_a)$$

auch so formulieren:

$$\varphi_i = \varphi_a$$

Die Urspannung u_0 der Ersatz-Spannungsquelle teilt sich bei deren Belastung auf in die Klemmenspannung $u = i \cdot Z_a$ an der Außenimpedanz und in die Spannung $i \cdot Z_i$ an der Innenimpedanz. **Bild 6** veranschaulicht ein Beispiel für den Fall, daß die Außen-

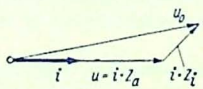
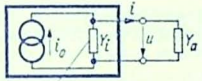


Bild 6

impedanz durch einen Wirkwiderstand dargestellt ist und daß für die Innenimpedanz der reelle sowie der (positive) imaginäre Anteil gleiche Beträge aufweisen.

Ersatz-Stromquelle

Der durch die Bilder 2 und 3 dargestellte Zusammenhang zwischen Spannung und Strom ergibt sich auch für die Parallelschaltung des Innenwiderstandes R_i mit einer Urstromquelle, die unabhängig von der äußeren Belastung stets den Kurzschlußstrom $i_k = u_0 : R_i$ liefert. Hierbei ist es zweckmäßig, statt des Innenwiderstandes und statt des Außenwiderstandes die Außenleitwerte zu betrachten. Beide Widerstände liegen nämlich einander parallel. In **Bild 7** sind für die Admittanzen die Formelzeichen Y_i und Y_a eingetragen.



Innenadmittanz Y_i bzw. Innenleitwert G_i

Bild 7

Eine Anordnung, bestehend aus der Parallelschaltung der Urstromquelle mit dem Innenleitwert, nennt man Ersatz-Stromquelle.

Die in der Ersatz-Stromquelle ihrer Innenadmittanz $\frac{1}{Z_i} = Y_i$ parallel liegende Stromquelle, deren Strom i_0 konstant und gleich dem Generator-Kurzschlußstrom i_k ist, nennt man **Urstromquelle** und demgemäß ihren Strom selbst **Urstrom.**

Die Urstromquelle hat den Innenleitwert bzw. den Innen-Admittanzwert Null. Der Wert ihres Innenwiderstandes bzw. ihrer Innenimpedanz ist demgemäß über alle Maßen groß.

Klemmenspannung u, Urstrom i_0, Innenadmittanz Y_i und Belastungsstrom (Klemmenstrom) i der Ersatz-Stromquelle hängen so zusammen:

$$i = i_0 - u \cdot Y_i$$

Für die Klemmenspannung $u = u_1$ gilt mit $Y_a =$ Außenadmittanz

$$u_1 = \frac{i_0}{Y_a + Y_i}$$

Für den Klemmenstrom $i = i_1$ erhält man die Beziehung:

$$i_1 = i_0 \cdot \frac{Y_a}{Y_a + Y_i}$$

Einströmung

An Stelle des Begriffs der Urstromquelle gebraucht man auch den der Einströmung. Die Einströmung ist, ebenso wie der Urstrom der Urstromquelle, ein durch die Belastung oder sonstige Schaltung nicht beeinflußbarer Strom **(Bild 8)**.

Die in den Bildern 7 und 8 enthaltenen Darstellungen sind in **Bild 9** zum Veranschaulichen der Einströmung kombiniert.

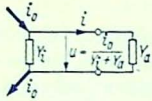


Bild 8

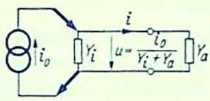


Bild 9

Vergleich zwischen Ersatz-Spannungsquelle und Ersatz-Stromquelle

Beide Ersatzquellen verwendet man zum Darstellen aktiver, linearer Zweipole. Für beide gilt der Zusammenhang zwischen Klemmenspannung und Klemmenstrom in prinzipiell gleicher Weise. Ob man eine Ersatz-Spannungsquelle oder eine Ersatz-Stromquelle annimmt, richtet sich danach, was man im Einzelfall als zweckmäßig ansieht.

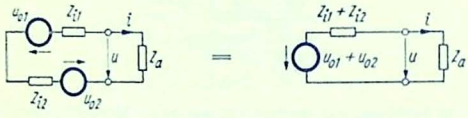


Bild 10

Bild 11

Ersatz-Spannungsquellen eignen sich vorwiegend für ein Untersuchen von Reihenschaltungen. Hierfür sind nämlich die Gesamt-Urspannung gleich der Summe der einzelnen Urspannungen und die Gesamt-Innenimpedanz gleich der Summe der einzelnen Innen-Impedanzen **(Bilder 10 und 11)**.

Bild 12

Bild 13

Ersatz-Stromquellen legt man vor allem dem Betrachten von Parallelschaltungen zugrunde. Hierfür addieren sich einerseits die Urströme und anderseits die Leitwerte **(Bilder 12 und 13)**.

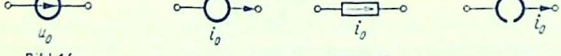


Bild 14

Bild 15

In den **Bildern 14 und 15** sind Schaltzeichen gezeigt, die in der amerikanischen Literatur für Ersatz-Spannungsquellen (Bild 14) und für Ersatz-Stromquellen (Bild 15) auch benutzt werden.

Röhrenstufe und Zählrichtungen

Eine Röhrenstufe wird, wenn man den Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsgrößen zu betrachten hat, als aktiver Vierpol dargestellt.

Handelt es sich jedoch allein darum, die Röhrenstufe in ihrer Eigenschaft als Generator zu untersuchen, so kann man die Steuerung der Stufe mit in die die Stufe umfassende Anordnung einbeziehen. Dadurch wird aus dem aktiven Vierpol ein aktiver Zweipol.

Für den Vierpol-Ausgang wählt man bei gleicher Spannungs-Zählrichtung die Strom-Zählrichtung oft entgegengesetzt wie in den Bildern 1, 4, 7, 8 und 9. Auch für die Zweipoldarstellung einer Röhrenstufe ist es vielfach üblich, die Zählrichtung für den Anodenstrom i_a den Zählrichtungen von u_a und u_g so zuzuordnen, wie das in **Bild 16** eingetragen wurde. An sich ist es völlig gleichgültig, wie man die Richtungen für Strom und Spannung festlegt.

Beim Übergang von einer Zählrichtung auf die entgegengesetzte Zählrichtung für dieselbe Größe müssen die Vorzeichen der Formelzeichen dieser Größe in allen hierzu gehörenden Gleichungen gewechselt werden.

Die Richtungspfeile, die die Zählrichtungen kennzeichnen und damit auch die Zählrichtungen selbst gelten nicht nur für Gleichgrößen, sondern ebenso für Wechselgrößen.

In den folgenden Abschnitten wird beispielsweise die in Kathodenbasisschaltung verwendete Röhre betrachtet.

Röhrenstufe als Ersatz-Spannungsquelle

Die Ersatz-Spannungsquelle der Röhrenstufe enthält eine Signal-Urspannungsquelle mit der Urspannung $u_0 = -u_g \cdot \mu$ in Reihe mit dem Innenwiderstand R_i der Röhre. Die Urspannung u_0 ist hier die mit dem Verstärkungsfaktor μ vervielfachte steuernde Signalspannung u_g (**Bilder 16** und **17**) und ist damit gleich der Signal-Leerlaufspannung an der

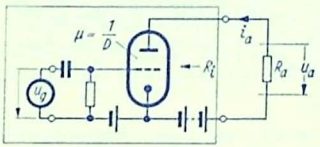


Bild 16

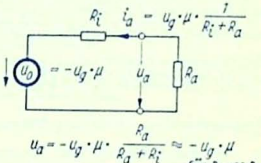


Bild 17

Anode der gesteuerten Röhrenstufe. Das Minuszeichen in der Beziehung $u_0 = -u_g \cdot \mu$ deutet auf die Vorzeichen-Umkehr zwischen steuernder Gitter-Signalspannung und davon herrührender Anoden-Signalspannung hin.

Die Ersatz-Spannungsquelle der Röhre verwendet man vorwiegend für tiefe Frequenzen, wobei die Wirkung aller Röhrenkapazitäten, also auch die der Anoden-Kathodenkapazität, vernachlässigt werden kann.

Röhrenstufe als Ersatz-Stromquelle

Betrachtet man die Röhrenstufe einschließlich ihrer Steuerung als Ersatz-Stromquelle, so ist der Urstrom $i_0 = S \cdot u_g$ gegeben als Produkt aus Kurzschluß-Steilheit S und steu-

ernder Signalspannung u_g und ist damit gleich dem Signal-Kurzschlußstrom der Anode. Der dieser Urstromquelle parallel liegende innere Leitwert G_i der Ersatz-Stromquelle ist

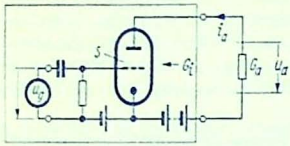


Bild 18

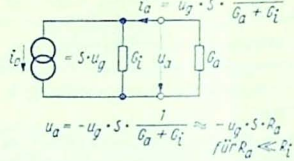


Bild 19

der Kehrwert des Röhren-Innenwiderstandes R_i **(Bilder 18 und 19)**. Für höhere Frequenzen kommt außer dem Leitwert G_i noch ein kapazitiver Leitwert zur Geltung.

Transistorstufe als aktiver Zweipol

Auch eine Transistorstufe läßt sich mit der am Eingang liegenden steuernden Quelle zusammenfassen und so bezüglich der Ausgangsklemmen als aktiver Zweipol darstellen.

Beim Betrachten der Röhrenstufen kann für tiefe Frequenzen die über die Anoden-Gitterkapazität sich ergebende Rückwirkung des Ausgangs auf den Eingang außer acht bleiben. Im Transistor hingegen wirken Ausgang und Eingang stets zusammen. Demgemäß wird der an den Ausgangsklemmen meßbare Innenwiderstand von dem zwischen den Eingangsklemmen liegenden Generator-Widerstand beeinflußt. Die Darstellung des Transistor-Ausgangs durch einen aktiven Zweipol bezieht sich daher immer nur auf einen ganz bestimmten am Transistor-Eingang liegenden Innenwiderstand der steuernden Quelle.

Die folgenden Ausführungen gelten ausschließlich für die Fälle tiefer Frequenz, wobei es genügt, die Realteile aller Kenngrößen zu beachten.

Transistorstufe als Ersatz-Spannungsquelle

Ist die Innenimpedanz der steuernden Quelle klein gegen die Transistor-Eingangs-

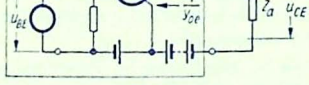


Bild 20

Impedanz, so spricht man von **Spannungssteuerung** und kann die Stufe z. B. für Emitterschaltung, durch **Bild 20** darstellen: In dieses Bild ist als Ausgangs-Admittanz der y-Parameter y_{oe} eingetragen. Er gilt für Kurzschluß des Einganges der Transistorstufe, d. h für eine steuernde Signalquelle mit vernachlässigbarer Ausgangs-Impedanz.

Die zugehörige Zweipol-Ersatzschaltung mit

$$u_0 = -\frac{u_{BE} \cdot S}{y_{oe}} \quad \text{und} \quad Z_i = \frac{1}{y_{oe}} \quad \text{zeigt Bild 21.}$$

Darin sind y_{oe} die bei Kurzschluß der Eingangsklemmen an den Ausgangsklemmen des in Emitterschaltung betriebenen Transistors gemessene Innen-Admittanz und S die Kurzschluß-Steilheit des Transistors. Der Quotient S/y_{oe} entspricht dem Verstärkungsfaktor μ der Röhre. Die Werte von y_{oe} und S sind in den „Technischen Daten" der Transistoren angegeben.

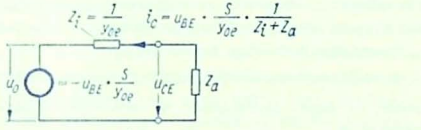


Bild 21

Transistorstufe als Ersatz-Stromquelle

Ist die Innenimpedanz der steuernden Quelle groß gegen den Transistor-Eingangswiderstand, so spricht man von **Stromsteuerung** und kann die Stufe, z. B. für die Emitterschaltung, durch **Bild 22** darstellen: In dieses Bild ist als Ausgangs-Admittanz der h-Parameter h_{oe} eingetragen. Er gilt für offenen Eingang der Transistorstufe, d. h. für eine steuernde Signalquelle mit vernachlässigbarer Ausgangs-Admittanz.

Der gestrichelt eingetragene Widerstand, über den die Basis-Vorspannung zugeführt wird, muß einen gegen die Transistor-Eingangs-Impedanz hohen Wert haben.

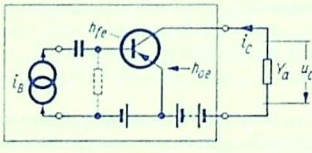


Bild 22

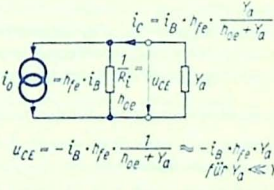


Bild 23

Die zugehörige Zweipol-Ersatzschaltung mit dem Urstrom $i_0 = h_{fe} \cdot i_B$ und der Innen-Admittanz $G_i = h_{oe}$ zeigt **Bild 23.** h_{oe} ist die an den Ausgangsklemmen des Transistors gemessene Innen-Admittanz bei offenem Eingang, h_{fe} der Stromverstärkungsfaktor (Verhältnis des Ausgangs-Kurzschluß-Signalstromes zum Eingangs-Signalstrom). Die Werte von h_{oe} und h_{fe} sind in den „Technischen Daten" der Transistoren angegeben.

Daten der Nf-Signalquellen

Überblick über die Nf-Signalquellen

Eine Nf-Signalquelle ist im vorliegenden Zusammenhang eine einen Nf-Verstärker steuernde Quelle. Eine solche Quelle ist vor allem gekennzeichnet durch Urspannung, Klemmenspannung, Frequenzgang und Ausgangswiderstand. Als Nf-Signalquellen solcher Art kommen vorwiegend in Betracht:

Mikrophone, die durch Schalldruck bzw. Schallschnelle beeinflußt werden. Für eine gegebene Frequenz sind Schalldruck und Schallschnelle einander proportional.

Tonabnehmer (Schallplattenabtaster), deren Spannung durch die Rillenschnelle der Schallplattenaufzeichnung bedingt ist. Die Rillenschnelle bedeutet die Geschwindigkeit der Nadelbewegung aufgrund der Modulation der Schallrille.

Magnettonköpfe, die bei Abspielen von Magnetband-Tonspuren Nf-Spannung liefern.

Rundfunkempfänger, an denen die Nf-Spannung vom Demodulator oder auch vom Ausgang abgenommen wird.

Spannungen und Ströme der Nf-Signalquellen

Alle zahlenmäßigen Angaben der Nf-Spannungen und Nf-Ströme betreffen ihre Effektivwerte. Sie gelten üblicherweise für eine Frequenz von 1 kHz. Auch für Schalldruck und Schnelle werden die Effektivwerte genannt.

Urspannung

Der Effektivwert der Signalquellen-Urspannung hängt von dem Wert und der Frequenz der auf die Signalquelle wirkenden Größe (des Schalldruckes beim Mikrophon, der Schnelle der Schallrille und der Aussteuerung der Magnettonspur bzw. des Rundfunkgerätes) ab. Der Nennwert u_{0nenn} der Signalquellen-Urspannung hängt vom Arbeitsprinzip des Mikrophons bzw. des Tonabnehmers ab. Insbesondere für Tonabnehmer ist er bei gleichem Arbeitsprinzip von Fabrikat zu Fabrikat verschieden. Dem Wert von $u_{0\,nenn}$ liegen zugrunde:

- für Mikrophone ein Schalldruck von 1 µb (Mikrobar)
- für Schallplatten eine Schnelle von 10 cm/s
- für Magnettonköpfe und Rundfunkgeräte ein Klirrgrad von 5%

Ausgangswiderstand (Quellwiderstand)

Der Ausgangswiderstand ist im wesentlichen Teil des Arbeits-Frequenzbereiches entweder vorwiegend reell oder vorwiegend imaginär, wobei man den Wert der Induktivität oder Kapazität angibt.

Die Werte des Quellwiderstandes sind für Kohlemikrophone von Typ zu Typ sowie für Tonabnehmer und, in engeren Grenzen, auch für Magnetton-Heimgeräte von Fabrikat zu Fabrikat verschieden. Außerdem streuen die Kapazitäts-Werte der Kristall-Tonabnehmer und der keramischen Tonabnehmer von Exemplar zu Exemplar. Als Quellwiderstand des Kohlemikrophons gilt sein **Ruhewiderstand** (kein auftreffender Schall). Es gibt Kohlemikrophone mit den Ruhewiderständen (30...60) Ω und (100...500) Ω.

Soll-Abschlußwiderstand der Signalquelle

Hiermit hat man die Signalquelle abzuschließen, wenn an ihr Messungen vorgenommen werden. Der Soll-Abschlußwiderstand ist im allgemeinen ein ohmscher Widerstand. Nur für den zum Anschluß eines Verstärkers bestimmten Rundfunkempfänger-Ausgang wählt man die Parallelschaltung aus einem ohmschen Widerstand und einer Kapazität.

Für die betriebsmäßige Verwendung der Signalquelle zum Steuern eines Verstärkers muß man den Betrag der Verstärker-Eingangs Impedanz wenigstens gleich dem Wert des Soll-Abschlußwiderstandes wählen, falls man den Frequenzbereich der Signalquelle ausnutzen will.

Verstärker-Nenn-Eingangsspannung

Diese Eingangsspannung stimmt mit derjenigen Signalquellen-Klemmenspannung überein, die bei Abschluß der Signalquelle mit ihrem Soll-Abschlußwiderstand im Mittel auftritt. Man beachte, daß es sich hier nicht um die Klemmenspannung handelt, die beim Nennwert $U_{0\,nenn}$ der Signalquellen-Urspannung auftritt. Der Verstärker-Nenn-Eingangsspannung liegen andere Bedingungen zugrunde als der Nenn-Urspannung der Signalquelle. Dabei gelten für Mikrophone andere Verhältnisse als für Tonabnehmer:

Für Mikrophone mit dynamischem System wäre das Nutz- zu Rauschverhältnis mit 1 µb zu ungünstig. Dementsprechend wurden als Schalldruck-Bezugswert für die Verstärker-Nenn-Eingangsspannung 3 µb festgelegt.

Für Tonabnehmer hingegen ist das Nutz- zu Rauschverhältnis bei einer Rillenschnelle von 10 cm/s um 20 dB ... 30 dB höher als erforderlich (etwa 60 dB). Daher entspricht eine Schnelle von nur 5 cm/s besser den tatsächlichen Betriebsbedingungen.

Der Verstärker wird so ausgelegt, daß sich mit der Verstärker-Nenn-Eingangsspannung volle Aussteuerung ergibt und daß der vor der Verstärker-Einstellung liegende Verstärkerteil wenigstens das 20fache der Nenn-Eingangsspannung genügend verzerrungsfrei verstärken kann.

Maximal abgebbare Spannung

Diese Spannung ist die höchste bei Abschluß mit dem Soll-Abschlußwiderstand auftretende Klemmenspannung der Signalquelle. Bei Kohlemikrophonen ist die maximal abgebbare Spannung durch die Speise-Gleichspannung bestimmt. Bei den anderen Mikrophonen gilt sie für den höchsten noch verwertbaren Schalldruck (etwa 100 µb). Bei Tonabnehmern ist für die maximal abgebbare Spannung eine Schnelle von 20 cm/s vorausgesetzt.

Frequenzbereich

Der Frequenzbereich ist damit gegeben, daß in ihm die Klemmenspannung der mit dem Soll-Abschlußwiderstand abgeschlossenen Signalquelle um nicht mehr als $\pm$ 3 dB vom Sollfrequenzgang abweicht.

Für alle Tonabnehmer liegt dem Sollfrequenzgang der genormte Schallplatten-Schneidfrequenzgang (50 µs, 318 µs, 3180 µs, siehe TELEFUNKEN-Laborbuch II, Seite 105) zugrunde. Für die dynamischen und magnetischen Tonabnehmer ist außerdem die dafür übliche, an den genormten Schneidfrequenzgang angepaßte Entzerrung als gegeben vorausgesetzt. Weitere Hinweise enthalten die einschlägigen DIN-Blätter.

Signalquelle	Urspannung, (Meß-Bedingung siehe Text) Effektivwert	Quellwiderstand bzw. Kapazität oder Induktivität	Soll-Abschlußwiderstand der Signalquelle	Verstärker-Nenn-Eingangs-Spannung im Betrieb Effektivwert	von Signalquelle maximal abgebbare Spannung, Effektivwert	Frequenz-Bereich für ± 3 dB höchstzulässige Abweichung
Mikrophon						
Kohle	100 mV	30...500 Ω	500 Ω	500 mV	25 V	200...4 000 Hz
Seignette-Kristall	2 mV	1000 pF	500 kΩ	5 mV	250 mV	100...7 000 Hz
Magnetisch	0,5 mV	300 mH	10 kΩ	1 mV	50 mV	100...7 000 Hz
Tauchspule	0,15 mV	200 Ω	1 kΩ	0,5 mV	25 mV	30...12 000 Hz
Bändchen mit Transformator	0,1 mV	200 Ω	1 kΩ	0,3 mV	15 mV	30...14 000 Hz
Kondensator mit Vorstufe	1,5 mV	200 Ω	1 kΩ	5 mV	75 mV	30...16 000 Hz
Tonabnehmer						
Dynamisch	1,3...8 mV	2...15 Ω	50...5000 Ω	1 mV	4...25 mV	30...12 000 Hz
Magnetisch	10...20 mV	16 Ω...3 kΩ	30...100 kΩ	8 mV	30...60 mV	30...12 000 Hz
Keramisch	0,4...1 V	0,4...1 nF	1...2 MΩ	250 mV	1,8...2,5 V	30...10 000 Hz
Seignette-Kristall	0,8...1,6 V	0,6..1,2 nF	0,5...1 MΩ	500 mV	2,5...3 V	30...10 000 Hz
Magnettonköpfe						
Heimgerät	1...2 V	10...30 kΩ	500 kΩ	500 mV	2 V	40...10 000 Hz
Studiogerät	1,5 V	< 200 Ω	> 200 Ω	1 V	3 V	30...16 000 Hz
Rundfunkempfänger						
Diodenausgang	5...50 mV	beliebig	50 kΩ‖250 pF	5 mV	150 mV	30...16 000 Hz

Einschlägige Normen: Kraftverstärker DIN 45560, Vorverstärker DIN 45565, Leistungsverstärker DIN 45566.

Leistungsverstärkungen

Begriffserklärung

Unter einer Leistungsverstärkung versteht man ein Wirkleistungsverhältnis, das einen aktiven Vierpol charakterisiert. Beispiele für aktive Vierpole sind: eine Transistor-Stufe, eine Röhrenstufe, ein Verstärker oder ein Empfänger.

Die in Betracht kommenden Leistungen

Im Zusammenhang mit Leistungsverstärkungen kommen dreierlei Signal-Wirkleistungen in Betracht:

- **Quellenleistungen**, deren Werte vom Vierpol selbst unbeeinflußt sind, nämlich:

P_{vs} verfügbare Quellenleistung. Das ist die Leistung, die die Quelle maximal abgeben kann, nämlich die Leistung, die sie an einen an sie angepaßten Abschlußwiderstand abgibt.

P_s die Leistung, die die Quelle an den Vierpol-Abschlußwiderstand abgibt, wenn dieser Widerstand unmittelbar an die Quelle angeschlossen ist.

- **Vierpol-Eingangsleistung**, d. h. die Leistung, die der Vierpol an seinem Eingang aufnimmt:

P_{in} Vierpol-Eingangsleistung

- **Vierpol-Ausgangsleistungen** für mehrere Fälle:

P_{out} Ausgangsleistung des Vierpols. Das ist die Leistung, die er an seinen Abschlußwiderstand abgibt.

$P_{v\,out}$ verfügbare Ausgangsleistung des Vierpols. Das ist die Leistung, die der Vierpol maximal abgeben kann, wobei eine Eingangs-Anpassung nicht vorausgesetzt ist.

$P_{v\,out\,max}$ maximal verfügbare Ausgangsleistung des Vierpols. Das ist die Leistung, die der Vierpol maximal abgeben kann, wenn der Vierpol-Eingang die verfügbare Quellenleistung aufnimmt, d. h. die Quelle angepaßt ist. $P_{v\,out\,max}$ ist somit ein Sonderfall von $P_{v\,out}$

Die Leistungsverstärkungen

Alle üblicherweise verwendeten Leistungsverstärkungen sind Verhältnisse der vorgenannten Leistungen. Der angloamerikanische Ausdruck für Verstärkung ist *gain*, was allgemein Gewinn heißt.

Es handelt sich im einzelnen um folgende Verstärkungsbegriffe:

Tatsächliche Leistungsverstärkung *power gain*

$$V_p = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

Beim passiven Vierpol ist dieses Leistungsverhältnis der Wirkungsgrad.

Zwischenschalt-Leistungsverstärkung *insertion gain*

$$V_{pz} = \frac{p_{out}}{p_s}$$

Dieses Leistungsverhältnis kommt in Betracht, wenn ein Verstärker zwischen Quelle und Verbraucher eingefügt wird. Man nennt die Zwischenschalt-Leistungsverstärkung auch **Einfügungs-Leistungsverstärkung.**

Übertragungs-Leistungsverstärkung *transducer gain*

$$V_{p\ddot{u}} = \frac{p_{out}}{p_{vs}}$$

Um diese Leistungsverstärkung handelt es sich beim Messen von Frequenzgängen: Man verwendet eine Quelle, deren Innenwiderstand einen von der Frequenz unabhängigen Wert hat, und hält die Urspannung dieser Quelle konstant. Damit bleibt die verfügbare Quellen-Ausgangsleistung p_{vs} invariant gegenüber der Frequenz.

Verfügbare Leistungsverstärkung *available gain*

$$V_{pv} = \frac{p_{v\,out}}{p_{vs}}$$

Dieses Leistungsverhältnis tritt z.B. im Zusammenhang mit Rauschzahlen von Verstärker-Kettenschaltungen auf.

Maximal verfügbare Leistungsverstärkung *maximum available gain*

$$V_{pv\,max} = \frac{p_{v\,out\,max}}{p_{vs}}$$

Dieses Leistungsverhältnis kennzeichnet den Verstärker als solchen. Bei passiven Vierpolen ist dieses Leistungsverhältnis die Vierpol-(Wellen-)Dämpfung.

Vergleich der Werte

Es ist: $V_{p\ddot{u}} \leqq V_{pv} \leqq V_{pv\,max}$

Die Gleichheitszeichen gelten für Anpassung am Eingang und Ausgang des Vierpols.

Leistungsverstärkungsmaß

Hierunter ist die in Dezibel ausgedrückte jeweilige Leistungsverstärkung zu verstehen.

Feldstärke und Dipolspannung

Aus der an den Klemmen eines Dipols gemessenen Spannung läßt sich die am Ort des Dipols vorhandene Feldstärke (das Spannungsgefälle) ermitteln. Zum Bestimmen der Feldstärke verwendet man meistens einen gestreckten (offenen) Halbwellendipol oder auch einen Halbwellen-Faltdipol. Diese Antenne muß auf die in Frage kommende Welle genau abgestimmt sein. Die Verbindung zwischen Antenne und Meßgerät wird über eine Leitung hergestellt, deren Wellenwiderstand mit dem Strahlungswiderstand des Dipols (d. h. hier mit seinem für die Meßfrequenz reellen Innenwiderstand) übereinstimmt. Die Leitung wird an ihrem zum Messen der Spannung benutzten Ende mit einem Wirkwiderstand vom Wert ihres Wellenwiderstandes abgeschlossen. Zum Messen ordnet man die Antenne, wenn nichts anderes vorgeschrieben ist, so an, daß die Dipolarme bei waagerechter Polarisation waagerecht liegen bzw. bei senkrechter Polarisation senkrecht stehen, und dreht den Dipol dabei in die Stellung, mit der die Spannung ihren höchsten Wert erreicht.

Die **Antennen-Urspannung** u_0 beträgt für einen der beiden Dipol-Einzelstäbe gegen die Dipolmitte

$$\frac{u_0}{2} = E \cdot h$$

E Feldstärke (Spannungsgefälle) an dem Ort, an dem sich der Dipol befindet, z. B. in V/m,

h **effektive Antennenhöhe** z. B. in m.

Für den Dipol ergibt sich als Urspannung das Doppelte, nämlich $u_0 = E \cdot 2 \cdot h$. Dabei gilt für den **Halbwellendipol**

$$h = \frac{2 \cdot l}{\pi}$$

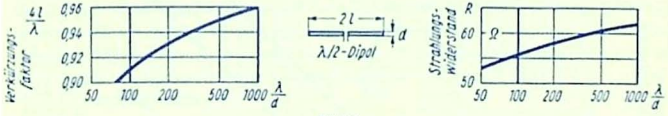


Bild 1

Die Länge l ist etwas kürzer als ein Viertel der Wellenlänge λ: Der hierzu gehörende Verkürzungsfaktor hängt für einen Dipol, der in einer gegen die Wellenlänge großen Höhe über der Erde angeordnet ist, gemäß **Bild 1** (links) von dem Verhältnis der Wellenlänge λ zur Stabdicke d (= Durchmesser des Stab-Kreisquerschnittes) ab. Unter üblichen Verhältnissen kann man mit einem Verkürzungsfaktor von etwa 0,95 rechnen. Damit wird für den Dipol, der aus zwei Viertelwellenstäben aufgebaut ist (Bild 1):

$$u_0 = 2 \cdot E \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0{,}95 \cdot \frac{\lambda}{4} \approx E \cdot 0{,}3 \cdot \lambda$$

Für Anpassung beträgt die Klemmenspannung u die Hälfte der Urspannung (**Bild 2**):

$$u \approx E \cdot 0{,}15 \cdot \lambda \quad \text{bzw.} \quad \frac{E}{u} \approx \frac{1}{0{,}15 \cdot \lambda} \approx \frac{6{,}7}{\lambda}$$

Für einen Faltdipol mit durchweg gleicher Stabdicke muß man den angeschlossenen Widerstand im Falle der Anpassung viermal so groß wählen wie für den gestreckten (offenen) Dipol. Damit ergibt sich für den Faltdipol bei gleicher Feldstärke und damit auch der gleichen aus dem Feld aufgenommenen Leistung die doppelte Spannung. Daher gilt für den Faltdipol bei gleicher Dicke des durchgehenden und des angeschlossenen Teiles:

$$\frac{E}{u} \approx \frac{6{,}7}{2 \cdot \lambda} = \frac{3{,}35}{\lambda}$$

Die in Bild 2 als Werte des Belastungswiderstandes angegebenen 60 Ω bzw. 240 Ω entsprechen etwa dem Verkürzungsfaktor 0,95 und damit dem mit rund 500 angenommenen Verhältnis λ/d (siehe Bild 1 rechts).

Wie oben erwähnt, ist für jeweilige Resonanz die Antennenspannung proportional der Wellenlänge. Der Strahlungswiderstand kann durch entsprechendes Bemessen des Dipols unabhängig von der Resonanzwellenlänge auf stets gleichem Wert gehalten werden. Die von dem jeweils passenden $\lambda/2$-Dipol zur Verfügung gestellte Empfangsleistung steigt für gleichgehaltenen Wert des Strahlungswiderstandes bei gleichgehaltener Feldstärke mit dem Quadrat der Wellenlänge. Sie ist somit bei gleicher Feldstärke und gleich ausgeführten, aber für die jeweilige Wellenlänge bemessenen Antennen im Fernsehbereich I (Wellenlänge etwa 6 m) rund 16mal so groß wie im Fernsehbereich III (Wellenlänge rund 1,5 m).

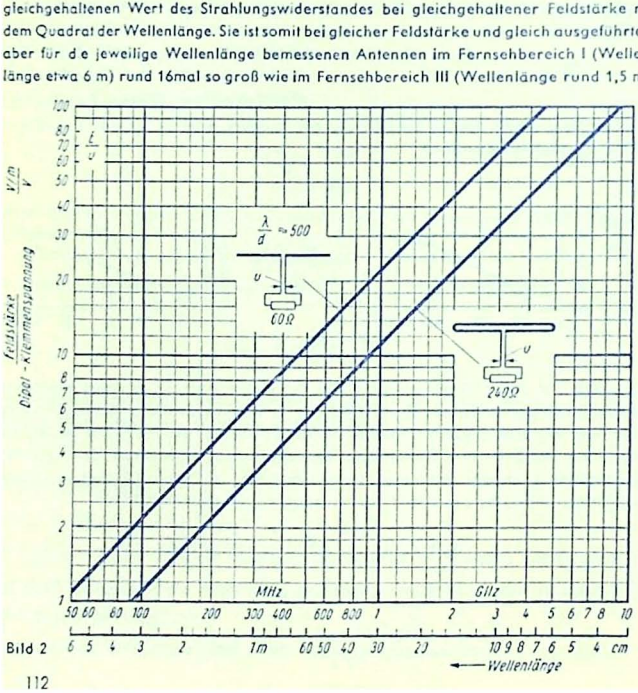


Bild 2

Steilheitsbegriffe

Elektronenröhren-Steilheiten

Unter der **Elektronenröhren-Steilheit** S versteht man meistens die **statische (Kurzschluß-)Steilheit.** Für diese Steilheit ist das Formelzeichen S_0 zu empfehlen, während das Formelzeichen S der dynamischen Steilheit vorbehalten bleiben sollte. Der Index 0 weist hier auf die Gültigkeit für die Frequenz Null hin. Die statische Steilheit S_0 wird durch die Steilheit der $I_a\,(U_{g1})$-Kennlinie für $U_a = \text{const}$ und gegebenenfalls zusätzlich $U_{g2} = \text{const}$ veranschaulicht **(Bild 1).** Sie ist definiert durch den Differentialquotienten

$$S_0 = \left(\frac{\partial I_a}{\partial U_{g1}}\right)_{\substack{U_a = \text{const} \\ U_{g2} = \text{const}}}$$

Für nicht zu hohe Frequenzen kann man den Verstärkungsberechnungen diese Steilheit zugrunde legen.

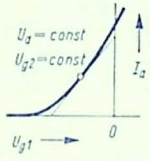


Bild 1

Allgemeinere Bedeutung hat wegen des Wegfalls der Beschränkung auf sehr tiefe Frequenzen der Vierpolparameter y_f. Er wird **(Kurzschluß-)Übertragungs-Admittanz** vorwärts (Vorwärtssteilheit) genannt. Mit dem komplexen Effektivwert i_a des im Kurzschlußfall fließenden Anoden-Signalstromes und mit dem komplexen Effektivwert u_{g1} der Gitter-Kathoden-Signalspannung, die diesen Signalstrom bewirkt, gilt:

$$y_f = \left(\frac{i_a}{u_{g1}}\right)_{\substack{u_a = 0 \\ u_{g2} = 0}}$$

Abgesehen von Signalfrequenzen, bei denen die Gitter-Anoden-Kapazität, die Zuleitungsinduktivitäten und die Laufzeiten bereits ins Gewicht fallen, kann man für Elektronenröhren setzen:

$$y_f \approx S_0$$

Die (Kurzschluß-)Übertragungsadmittanz vorwärts y_f gründet sich auf zwei Anteile des Anodenwechselstromes:

Bild 2 zeigt eine Triodenstufe mit einem für das Signal kurzgeschlossenen Ausgang und mit abschaltbarer Heizung. Die steuernde Signalspannung u_{g1} bewirkt auch bei abgeschalteter Heizung über die Gitter-Anoden-Kapazität c_{ga} der Röhre einen geringen Anoden-Signalstrom

$$i_{a1} = -j \cdot \omega \cdot c_{ga} \cdot u_{g1}$$

Bei geheizter Kathode kommt zu diesem Strom der durch die Steuerung des Anodenstromes bedingte Anoden- Signalstrom

$$i_{aII} = S \cdot u_{g1}$$

hinzu.

Dem entspricht außer der schon zuvor behandelten Übertragungs-Admittanz vorwärts (der Vorwärtssteilheit) y_f

- die Übertragungs-Admittanz der kalten Röhre, die den **passiven Anteil** der Übertragungs-Admittanz darstellt, und
- die Steilheit S, die die **aktive Steuerung** des Anodenstromes kennzeichnet und den aktiven Anteil der Übertragungs-Admittanz vorwärts darstellt.

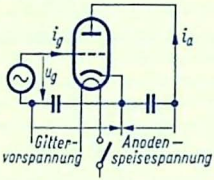


Bild 2

Man ist übereingekommen, allein den aktiven Anteil der Übertragungs-Admittanz vorwärts als eigentliche Steilheit S zu bezeichnen. Dies wird im Zusammenhang mit Elektronenröhren selten betont, weil bei ihnen der passive Anteil der Übertragungs-Admittanz vorwärts gegen den aktiven Anteil meistens weit zurücktritt.

Es wirken sich aus: der aktive Anteil allein vom Eingang auf den Ausgang, der passive Anteil hingegen sowohl vom Eingang auf den Ausgang wie auch vom Ausgang auf den Eingang.

Überblick über die Transistor-Steilheiten

Oft gründet man die Transistor-Steilheit ebenso wie die Elektronenröhren-Steilheit auf die Steilheit der Steuerkennlinie für konstanten Wert der am Ausgang anliegenden Spannung. Für viele Betrachtungen genügt das.

Das Aufteilen der Übertragungs-Admittanz vorwärts in einen aktiven und in einen passiven Anteil ist für den Fall des Transistors jedoch von weit größerer Bedeutung als für den Fall der Elektronenröhre:

Beim Transistor kommt der passive Anteil der Steilheit, nämlich der durch die Rückwirkungs-Admittanz dargestellte Anteil, schon für den statischen Zusammenhang und demgemäß auch für die tiefsten Signalfrequenzen in Betracht.

Beim Transistor hat man im übrigen wegen seines Bahnwiderstandes im allgemeinen zwischen innerer und äußerer Steilheit zu unterscheiden. Auch die innere Transistor-Steilheit ist frequenzabhängig.

Übertragungs-Admittanz vorwärts und äußere Steilheit

Da für das Verwenden des Transistors die ihn außen steuernde Signalspannung besonders interessiert, ist mit der Steilheit des Transistors im Normalfall seine äußere Steilheit gemeint.

Insbesondere wegen des Basis-Bahnwiderstandes ist es notwendig, die äußere Steilheit des Transistors jeweils auf eine der drei Grundschaltungen zu beziehen. Dafür wählt man meistens die Emitterschaltung. Es ist daher

S = **äußere Transistor-Kurzschlußsteilheit für Emitterschaltung**

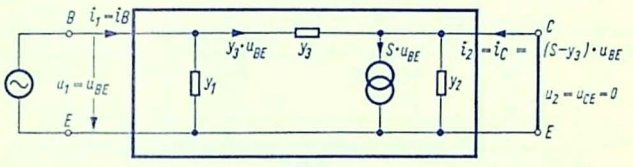


Bild 3

Dieser Steilheit ist die Urstromquelle der Π-Ersatzschaltung zugeordnet **(Bild 3).**

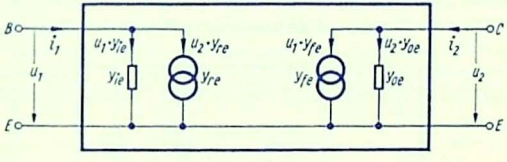


Bild 4

y_{fe} ist die **Kurzschluß-Übertragungs-Admittanz vorwärts** (die **Vorwärtssteilheit**) für Emitterschaltung und als Parameter der Vierpol-Parallel-Ersatzschaltung **(Bild 4)** analog der Elektronenröhre definiert durch

$$y_{fe} = \left(\frac{i_C}{u_{BE}}\right)_{u_{CE}=0}$$

Mit Bild 3 gilt außerdem:

$$\left(\frac{i_C}{u_{BE}}\right)_{u_{CE}=0} = S - y_3$$

Daraus folgt: $S = y_{fe} + y_3$

Nun ist aber

$$y_3 = \left(\frac{-i_B}{u_{CE}}\right)_{u_{BE}=0} = -\left(\frac{i_B}{u_{CE}}\right)_{u_{BE}=0} = -y_{re}$$

Hiermit wird:

$$S = y_{fe} - y_{re} \qquad \text{oder} \qquad y_{fe} = S + y_{re}$$

Die innere Steilheit

Während die äußere Steilheit S auf die an den äußeren Anschlüssen auftretende Signalspannung u_{BE} bezogen ist, gründet sich die innere Steilheit S_i auf die innere Signalspannung. Als solche kommt für tiefe Frequenzen, für die die Zuleitungs-Induktivitäten noch ohne nennenswerten Einfluß sind, die Spannung u_{bE} **(Bild 5)** in Frage, für höhere Fre-

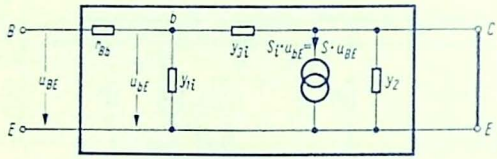


Bild 5

quenzen hat man der inneren Steilheit statt dessen die Spannung u_{be} **(Bild 6)** zugrunde zu legen. Da die innere Steilheit selbst nach Phase und Betrag frequenzabhängig ist, macht man gelegentlich einen Unterschied zwischen der für höhere Frequenzen geltenden inneren Steilheit S_i und der für sehr niedrige Frequenzen geltenden inneren Steilheit S_{0i}.

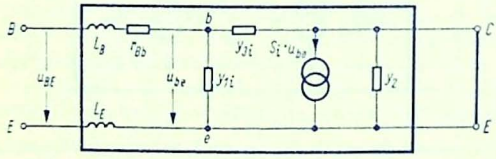


Bild 6

Zusammenstellung der Transistor-Steilheitsbegriffe

Man verwendet im allgemeinen folgende Steilheitsbegriffe, die sich sämtlich auf Kurzschluß am Ausgang beziehen. Diese Steilheiten sind für Emitterschaltung:

y_{fe} Übertragungs-Admittanz vorwärts (Vorwärtssteilheit) für Emitterschaltung

S äußere Kurzschlußsteilheit für beliebige (meistens höhere) Signalfrequenz

S_0 äußere Kurzschlußsteilheit für sehr niedrige Signalfrequenz (äußere statische Kurzschlußsteilheit)

S_i innere Kurzschlußsteilheit für beliebige (meistens höhere) Signalfrequenz

S_{0i} innere Kurzschlußsteilheit für sehr niedrige Signalfrequenz (innere statische Kurzschlußsteilheit)

y_{re} Übertragungs-Admittanz rückwärts (Rückwärtssteilheit für Emitterschaltung)

Rauschströme und Rauschspannungen

Der Rauschstrom allgemein

Der Rauschstrom ist ein zeitlich unregelmäßig schwankender Strom **(Bild 1)**, für den der arithmetische Mittelwert seiner Augenblickswerte $i_t = i(t)$ den Wert Null hat:

$$\overline{i_t} = 0$$

Der arithmetische Mittelwert der ins Quadrat erhobenen Augenblickswerte ist hingegen positiv und endlich:

$$0 < \overline{i_t^2} < \infty$$

Wegen seines zeitlich unregelmäßigen Verlaufes ist der Rauschstrom eine Summe von Fourier-Reihen-Gliedern mit ständig wechselnder Amplitude und ständig wechselndem Nullphasenwinkel.

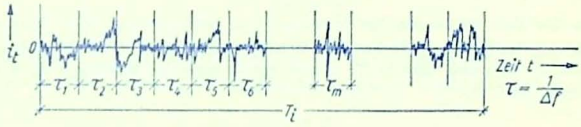


Bild 1

Rauschstrom innerhalb eines schmalen Frequenzbandes

Von dem Rauschstrom sei nur der Anteil betrachtet, der auf das schmale Frequenzband Δf mit der Mittenfrequenz f entfällt. Dieser Anteil werde mit einem quadratisch anzeigenden trägen Strommesser gemessen **(Bild 2)**. Die Trägheit der Messung bedeutet das Bilden

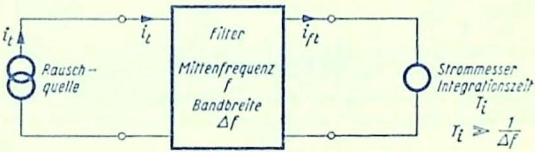


Bild 2

eines Mittelwertes über eine durch eine Integrationszeit T_i des Strommessers gekennzeichnete Zeitspanne. Mit

i_{ft} Augenblickswert des in das Frequenzband Δf fallenden Rauschstromes

$\sqrt{\overline{i_{ft}^2}}$ Effektivwert des in das Frequenzband Δf fallenden Rauschstromes

gilt:

$$\overline{i_{ft}^2} = \frac{1}{T_i} \int_{t=0}^{t=T_i} i_{ft}^2 \cdot dt$$

Dieser Wert ist unabhängig davon, wie lange und wann man mißt, wenn die Bedingung $T_i \gg \frac{1}{\Delta f}$ erfüllt ist.

Obwohl der Augenblickswert i_{ft} unregelmäßig schwankt, ist aufgrund der Wirkung des nachfolgenden Filters eine Fourier-Zerlegung, und zwar auf folgende Weise möglich:

Gedachte Fourierzerlegung des Rauschstromes

Ein zeitlich unregelmäßig schwankender Strom läßt sich unmittelbar nicht in eine Fourierreihe zerlegen, da sein zeitlicher Verlauf nicht periodisch ist. Man geht deshalb für die Fourierzerlegung von dem Frequenzband Δf aus, und zerlegt den gesamten zeitlichen Verlauf in Einzelabschnitte, von denen jeder eine Zeitspanne von

$$\tau = \frac{1}{\Delta f}$$

umfaßt. Die Wahl dieses speziellen Wertes von τ ist nicht zwingend. Sie ist aber zweckmäßig, weil sie die folgende Rechnung erleichtert. Jeden solchen Abschnitt τ denkt man sich laufend wiederholt **(Bild 3)**. So kommt man zu einem periodischen Verlauf mit der Grundfrequenz

$$f_g = \frac{1}{\tau}$$

Von den Gliedern dieser Fourier-Reihe, z. B. für den Zeitabschnitt t_0 bis $(t_0 + \tau)$, fällt allein das Glied mit der Ordnungszahl

$$n = f \cdot \tau = \frac{f}{\Delta f}$$

in das Frequenzband Δf

Bild 3

Dieses Glied hat die Mittenfrequenz f, den komplexen Effektivwert

$$i_{f0} = |i_{f0}| \cdot \exp \varphi_{f0} = \frac{\sqrt{2}}{\tau} \cdot \int_{t_0}^{t_0+\tau} i_t \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \cdot dt$$

sowie den Nullphasenwinkel φ_{f0} und den Betrag $|i_{f0}|$ des komplexen Effektivwertes (Effektivbetrag). Allein dieses Glied ist hinter dem Filter wirksam.

Die Frequenz des in das Band Δf fallenden Fourier-Gliedes fällt nur dann genau mit der Mittenfrequenz des Bandes zusammen, wenn die Mittenfrequenz ein ganzzahliges Vielfaches der Bandbreite Δf darstellt. Für eine Bandbreite Δf, die sehr klein gegen die Mittenfre-

quenz f ist, kann ein Zusammenfallen der Frequenz des Fouriergliedes mit der Mittenfrequenz jedoch vorausgesetzt werden.

Für jeden Abschnitt τ haben die eben genannten Fourier-Glieder andere Nullphasenwinkel und andere Effektivbeträge.

Der Strommesser zeigt den Mittelwert der Quadrate aller Effektivbeträge an. Die Wurzel daraus ist der Effektivwert des in das Frequenzband Δf fallenden Rauschstromes, nämlich

$$\sqrt{\overline{|i_f|^2}} = \sqrt{\overline{i_{fl}^2}}$$

Der Wert von $\overline{|i_f|^2}$ hängt im allgemeinen sowohl von der Mittenfrequenz f wie auch von der Bandbreite Δf ab. Aus $\overline{|i_f|^2}$ und Δf folgt die **Spektralintensität** w_i des Rauschstromes

$$w_i = \frac{\overline{|i_f|^2}}{\Delta f}$$

Diese hängt nur von der Mittenfrequenz f ab, falls Δf klein genug gewählt wird.

Das, was hier über den Rauschstrom dargelegt ist, gilt sinngemäß ebenso für die Rauschspannung.

Korrelation zweier Rauschgrößen

Bei zwei korrelierten (kohärenten) Schwankungsgrößen wird durch den Wert der einen Größe der Bereich der möglichen zugehörigen Werte der anderen Größe gegenüber dem Fall fehlender Korrelation eingeschränkt. So sind auch zwei Rauschgrößen zeitlich

	vollkorreliert	oder	**teilkorreliert**	oder	**nicht korreliert**
wenn	sämtliche	oder	ein Teil	oder	keiner

der elementaren Schwankungsprozesse, die die eine Rauschgröße bewirken, auch die andere Rauschgröße verursachen. Die zeitliche Korrelation bewirkt eine mehr oder weniger große Ähnlichkeit des zeitlichen Verlaufs der Rauschgrößen, je nachdem, ob viele oder wenige der erzeugenden Elementarprozesse beide Rauschgrößen gemeinsam bedingen.

Beispiele:

Zwei Sinusströme gleicher Frequenz sind vollkorreliert. Zwei Sinusströme verschiedener Frequenz sind nicht korreliert.

Man denke sich, es werden zwei Rauschströme i_{1t} und i_{2t} in zwei gleichen Meßschaltungen nach Bild 2 gemessen und gleichzeitig die Oszillogramme über die Integrationszeit T_i entsprechend Bild 1 aufgenommen. Aus den Oszillogrammen erhält man mit der geschilderten Fourier-Zerlegung für jeden Abschnitt τ ein Paar der komplexen Effektivwerte i_1 und i_2 mit der Mittenfrequenz f des Meßkreises. Durch Multiplizieren von i_1 mit dem konjugiert komplexen Wert i_2^* von i_2 desselben Zeitabschnittes τ und anschließendem Mitteln des Produktes $i_1 \cdot i_2^*$ über alle in der Integrationszeit T_i enthaltenden Zeitabschnitte τ gewinnt man das **mittlere Kreuzprodukt** $\overline{i_1 \cdot i_2^*}$. Der Wert dieser komplexen Größe ist ein Maß für den Grad der Korrelation der beiden Rauschgrößen.

Zwei vollkorrelierte Rauschströme

Bei voller Korrelation z. B. zweier Rauschströme i_1 und i_2 gilt für die Augenblickswerte

$$i_{1t} = i_1(t) \quad \text{und} \quad i_{2t} = i_2(t)$$

$$i_1(t) = |c| \cdot i_2(t + t_c)$$

Der Augenblickswert $i_2(t)$ ist mit dem Augenblickswert $i_1(t)$ durch den Proportionalitätsfaktor $|c|$ verknüpft, wobei diese Augenblickswerte um eine feste Zeitspanne t_c phasenverschoben sein können. Wenn die Zeitabschnitte τ gegen die feste Zeitverschiebung t_c genügend lang sind, wenn also für die Bandbreite Δf des Filters mit der Mittenfrequenz f gilt

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} \ll \frac{1}{t_c}$$

ergibt sich mit den Definitionsgleichungen der komplexen Effektivwerte

$$i_1 = |i_1| \cdot \exp(j \cdot \varphi_1) = \frac{\sqrt{2}}{\tau} \cdot \int_{t_0}^{t_0+\tau} i_{1t} \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \cdot dt$$

und

$$i_2 = |i_2| \cdot \exp(j \cdot \varphi_2) = \frac{\sqrt{2}}{\tau} \cdot \int_{t_0}^{t_0+\tau} i_{2t} \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \cdot d$$

die Beziehung

$$i_1 = c \cdot i_2$$

Beide Effektivwerte unterscheiden sich also voneinander um den für alle Zeitabschnitte τ gleichen komplexen Faktor

$$c = |c| \cdot \exp(j \cdot \varphi_c)$$

mit dem Phasenwinkel

$$\varphi_c = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_c = \varphi_1 - \varphi_2$$

Dieser Phasenwinkel von i_1 gegen i_2 ist bei voller Korrelation für alle Zeitabschnitte τ konstant, d. h. zeitunabhängig.

Aus $i_1 = c \cdot i_2$ folgt für die mittleren Betragsquadrate der komplexen Effektivwerte

$$\overline{i_1^2} = |c|^2 \cdot \overline{i_2^2}$$

und damit der komplexe Wert des mittleren Kreuzprodukts

$$\overline{i_1 \cdot i_2^*} = c \cdot \overline{i_2^2} = |c| \cdot \exp(j \cdot \varphi_c) \cdot \overline{i_2^2} = \exp(j \cdot \varphi_c) \cdot \sqrt{\overline{i_1^2} \cdot \overline{i_2^2}}$$

mit dem Betrag

$$\left|\overline{i_1 \cdot i_2^*}\right| = \sqrt{\overline{i_1^2} \cdot \overline{i_2^2}}$$

Diese Beziehung ist das Kennzeichen der vollen Korrelation zwischen i_1 und i_2.

In Worten heißt das:

Zwei Rauschgrößen sind vollkorreliert, wenn der Betrag des mittleren Kreuzproduktes der komplexen Effektivwerte mit dem geometrischen Mittel ihrer mittleren Betragsquadrate übereinstimmt.

Fehlende Korrelation

In diesem Fall hat das Kreuzprodukt für jeden Zeitabschnitt τ einen anderen Betrag und einen anderen Nullphasenwinkel. Dabei ist jeder Nullphasenwinkel (zwischen 0 und $2 \cdot \pi$) möglich. Bei einer genügend langen Integrationszeit T_i ist der arithmetische Mittelwert aller Kreuzprodukte gleich Null, ähnlich wie sich für den Rauschstrom bei einer genügend langen Integrationszeit der arithmetische Mittelwert Null ergibt.

Fehlende Korrelation zweier Rauschgrößen i_1 und i_2 ist somit durch den Wert Null des mittleren Kreuzproduktes gekennzeichnet:

$$\overline{i_1 \cdot i_2^*} = 0$$

Teilkorrelation

Bei Teilkorrelation zweier Rauschgrößen i_1 und i_2 gilt den beiden vorangehenden Abschnitten gemäß: Der Betrag des mittleren Kreuzproduktes $\left|\overline{i_1 \cdot i_2^*}\right|$ ist kleiner als $\sqrt{\overline{i_1^2} \cdot \overline{i_2^2}}$ aber größer als Null.

Beispiel:

Gemessen wird $(i_1 + i_2)$ in der Schaltung nach **Bild 4**. Der Ausschlag des Strommesserzeigers entspricht dabei dem Wert des mittleren Betragsquadrates der Summe von i_1 und i_2

$$\overline{i_1 + i_2}^2 = \overline{(i_1 + i_2) \cdot (i_1^* + i_2^*)} = \overline{i_1}^2 + \overline{i_2}^2 + 2 \cdot \mathrm{Re}\left(\overline{i_1 \cdot i_2^*}\right)$$

Dafür gilt bei fehlender Korrelation

$$\overline{|i_1 + i_2|^2} = \overline{|i_1|^2} + \overline{|i_2|^2} \quad \text{da dann} \quad \overline{i_1 \cdot i_2^*} = 0$$

und bei vorhandener Korrelation

$$\overline{|i_1 + i_2|^2} \leq \overline{i_1}^2 + \overline{i_2}^2$$

da dann Re $\left(\overline{i_1 \cdot i_2^*}\right)$ einen negativen oder positiven Wert hat.

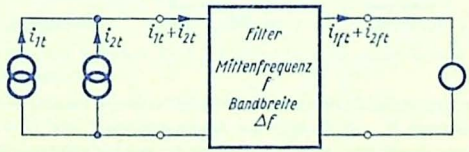


Bild 4

Rauschende lineare Vierpole

Linearer Vierpol

Ein Vierpol ist linear, wenn seine Koeffizienten stromunabhängige und spannungsunabhängige Werte haben.

Rauschender Vierpol

Es handelt sich um das Rauschen aller in einem Vierpol vorhandenen reellen Widerstände sowie gegebenenfalls um das Schrot- und Funkel- bzw. Halbleiterrauschen der Röhren bzw. Transistoren.

Die Rausch-Eigenschaften eines linearen Vierpols kann man unabhängig von der äußeren Schaltung mit den Werten von vier reellen Rauschkenngrößen kennzeichnen, ähnlich wie die Signal-Eigenschaften durch die Vierpolparameter beschrieben werden. Im Gegensatz zu den Rauschkenngrößen hängt z. B. die Rauschzahl von der äußeren Schaltung ab, ähnlich wie das z. B. für die Signalverstärkung eines Verstärkervierpols der Fall ist.

Die vier Rauschkenngrößen können gemessen oder Datenblättern entnommen werden. Man kann sie auch, falls man die inneren Rauschquellen des Vierpols kennt, aus diesen berechnen.

Hier werden die Rauschkenngrößen des allgemeinen linearen Vierpols mit Hilfe einer Rauschquellen-Ersatzschaltung (des äquivalenten Rauschvierpols) definiert. Aus den Werten der Rauschkenngrößen wird dann die Rauschzahl berechnet. Abschließend wird die zum Erreichen der kleinsten Rauschzahl erforderliche Dimensionierung der äußeren Schaltung angegeben.

Vierpolgleichungen und Vierpol-Ersatzschaltungen

Bild 1 veranschaulicht einen allgemeinen, rauschenden, linearen Vierpol mit einem Signalgenerator an seinem Eingang 1—1 und einer rauschfrei angenommenen Last-Admittanz Y_L an seinem Ausgang 2—2. Durch die Schraffur wird das Vorhandensein innerer

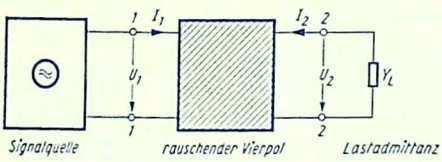


Bild 1

Rauschquellen angedeutet. Diese können im Vierpol-Netzwerk beliebig verteilt sein. Die Klemmenspannungen U_1 und U_2 sowie die Klemmenströme I_1 und I_2 sollen komplexe Effektivwerte von Sinus-Spannungen und -Strömen der betrachteten Frequenz f bedeuten. Diese Werte sind außer durch den Signalgenerator auch durch die inneren Rauschquellen

des Vierpols bedingt: Schließt man die Klemmenpaare 1—1 und 2—2 **(Bild 2)** kurz, so fließen noch die von den inneren Rauschquellen herrührenden Kurzschluß-Rauschströme mit den komplexen Effektivwerten i_1 und i_2, die ebenfalls zu der betrachteten Frequenz f gehören. Wegen der Linearität des Vierpols überlagern sich die von den inneren Rauschquellen verursachten Rauschströme i_1 und i_2 den durch den Signalgenerator bedingten Signalströmen I_1' und I_2'.

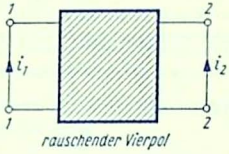


Bild 2

Bei dem als rauschfrei angenommenen Signalvierpol gilt für die Signalströme I_1' und I_2' sowie für die Signalspannungen U_1 und U_2 mit den komplexen Vierpol-y-Parametern

$$\begin{aligned} I_1' &= y_{11} \cdot U_1 + y_{12} \cdot U_2 \\ I_2' &= y_{21} \cdot U_1 + y_{22} \cdot U_2 \end{aligned} \tag{1}$$

Für den rauschenden linearen Vierpol ergibt sich damit

$$\begin{aligned} I_1 &= I_1' + i_1 = y_{11} \cdot U_1 + y_{12} \cdot U_2 + i_1 \\ I_2 &= I_2' + i_2 = y_{21} \cdot U_1 + y_{22} \cdot U_2 + i_2 \end{aligned} \tag{2}$$

Das Gleichungspaar (2) wird von der Ersatzschaltung nach **Bild 3** erfüllt.

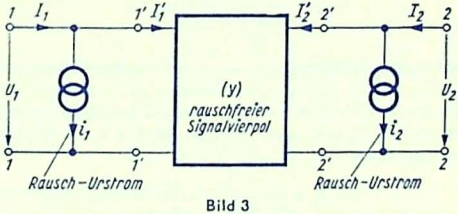


Bild 3

Die Zusammenhänge zwischen I_1', I_2', U_1' und U_2 kann man wie folgt auch mit den a-Parametern ausdrücken.

$$\begin{aligned} U_1' &= a_{11} \cdot U_2 + a_{12} \cdot (-I_2) \\ I_1' &= a_{21} \cdot U_2 + a_{22} \cdot (-I_2) \end{aligned} \tag{3}$$

Das sind die **Vierpolgleichungen in Kettenform.** Diese Gleichungen müssen für den

rauschenden Vierpol durch die Rauschspannung u und den Rauschstrom i (komplexe Effektivwerte der Frequenz f) ergänzt werden. Damit erhält man:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_1' + u = a_{11} \cdot U_2 + a_{12} \cdot (-I_2) + u \\ I_1 &= I_1' + i = a_{21} \cdot U_2 + a_{22} \cdot (-I_2) + i \end{aligned} \tag{4}$$

Das Gleichungspaar (4) wird von der Ersatzschaltung gemäß **Bild 4** erfüllt. Da U_1, U_2 und I_1, I_2 in den Gleichungspaaren (2) und (4) übereinstimmen, bestehen zwischen den Rauschquellen i_1, i_2 und u, i der Ersatzschaltungen nach Bild 3 und Bild 4 die Beziehungen

$$\begin{aligned} i_1 &= i - y_{11} \cdot u & u &= a_{12} \cdot i_2 \\ i_2 &= -y_{21} \cdot u & i &= i_1 + a_{22} \cdot i_2 \end{aligned} \tag{5}$$

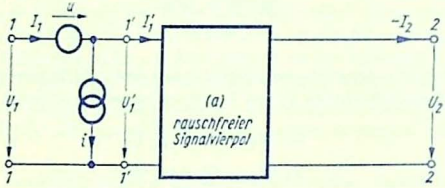


Bild 4

Auch die Rauschgrößen u und i haben eine anschauliche Bedeutung:

Bei Kurzschluß der Eingangsklemmen 1–1, nämlich bei $U_1 = 0$, und bei Kurzschluß der Ausgangsklemmen 2–2, d. h. bei $U_2 = 0$, ergibt sich gemäß Bild 4 aus den Gleichungspaaren (4) und (5) der Ausgangsstrom

$$-I_2 = \left(\frac{1}{-a_{12}}\right) \cdot u = y_{21} \cdot u$$

als Produkt der Vorwärts-Steilheit $y_{21} = \left(-\frac{1}{a_{12}}\right)$ mit der Rauschspannung u.

Bei Leerlauf der Eingangsklemmen 1–1 d. h. bei $I_1 = 0$, und Kurzschluß der Ausgangsklemmen 2–2, also bei $U_2 = 0$, erhält man gemäß Bild 4 mit den Gleichungspaaren (4) und (5) den Ausgangsstrom

$$-I_2 = \left(\frac{1}{-a_{22}}\right) \cdot i = \frac{y_{21}}{y_{11}} \cdot i$$

als Produkt aus der Kurzschlußstromübersetzung $\frac{y_{21}}{y_{11}} = -\frac{1}{a_{22}}$ und dem Rauschstrom i.

In der Ersatzschaltung nach Bild 4 liegen beide Rauschquellen auf der Eingangsseite des rauschfreien Signal-Vierpols. Daher ist diese Ersatzschaltung als Grundlage zur Berechnung der Rauschzahl des rauschenden Vierpols besonders geeignet. Sie wird deshalb näher betrachtet.

Der Korrelationsleitwert

Die beiden Rauschquellen der Ersatzschaltung nach Bild 4 (Rausch-Urspannung u bzw. Rausch-Urstrom i) sind im allgemeinen korreliert: Sie geben die Wirkung elementarer Schwankungsvorgänge im wirklichen Vierpol wieder. Im allgemeinen liefert ein Teil dieser Elementarvorgänge Beiträge sowohl zur Rausch-Urspannung u wie auch zum Rausch-Urstrom i. Bei Korrelation von i und u gilt

$$\overline{i \cdot u^*} \neq 0 \tag{6}$$

Das Rechnen mit teilkorrelierten Rauschgrößen ist etwas unbequem. Es läßt sich dadurch vermeiden, daß man z. B. den Rausch-Urstrom i zerlegt

in eine mit der Rausch-Urspannung u **nicht korrelierte Komponente** i_{un} (Index un für unkorreliert), für die also die Gleichung

$$\overline{i_{un} \cdot u^*} = 0 \tag{7}$$

gilt, und

in eine mit u **voll korrelierte** d. h. zu u proportionale **Komponente** $i_{cor} = y_{cor} \cdot u$ Der Proportionalitätsfaktor y_{cor} ist eine komplexe Größe:

$$y_{cor} = g_{cor} + j \cdot b_{cor} \tag{8}$$

und hat die Einheit eines Leitwertes, weshalb man ihn **komplexen Korrelationsleitwert** oder besser **Korrelationsadmittanz** nennt. Es ergibt sich für i:

$$i = i_{un} + i_{cor} = i_{un} + u \cdot y_{cor} \tag{9}$$

Durch Multiplizieren von Gleichung (9) mit u^* und Bilden des Mittelwertes folgen mit Gleichung (7):

$$\overline{i \cdot u^*} = \overline{i_{un} \cdot u^*} + y_{cor} \cdot \overline{|u|^2} = y_{cor} \cdot \overline{|u|^2} \tag{10}$$

und daraus die Definitionsgleichung für den Korrelationsleitwert

$$y_{cor} = \frac{\overline{i \cdot u^*}}{\overline{|u|^2}} \tag{11}$$

Durch Bilden des mittleren Betragsquadrates von i nach Gleichung (9) und Berücksichtigen von Gleichung (7) erhält man das mittlere Betragsquadrat der mit u nicht korrelierten Komponente i_{un} des Rausch-Urstromes i

$$\overline{|i_{un}|^2} = \overline{|i|^2} - |y_{cor}|^2 \cdot \overline{|u|^2} \tag{12}$$

Der äquivalente Rauschvierpol

Auf der Grundlage der nicht korrelierten Rauschquellen mit der Urspannung u und mit dem Urstrom i_{un} sowie des Korrelationsleitwertes ergibt sich die Ersatzschaltung nach **Bild 5**, die der Ersatzschaltung gemäß Bild 4 äquivalent ist.

Der Rausch-Urstrom i der Rausch-Urstromquelle nach Bild 4 ist in Bild 5 entsprechend Gleichung (9) aufgeteilt in die beiden Komponenten

$$i_{un} \quad \text{und} \quad i_{cor} = y_{cor} \cdot u \tag{13}$$

i_{un} ist mit u nicht korreliert und i_{cor} ist mit u voll korreliert.

Der allgemeine rauschende Vierpol ist hier in zwei in Kette geschaltete Vierpole gegliedert: Der linke Vierpol liegt zwischen den Eingangsklemmen 1—1 und den gedachten, also von außen nicht zugänglichen Klemmen 1'—1'. Er enthält die nicht miteinander korrelierten

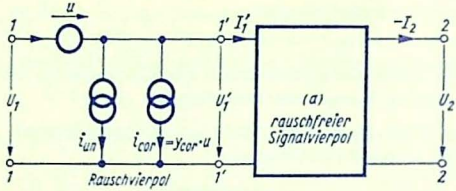


Bild 5

Rauschquellen u und i_{un} sowie die mit u voll korrelierte Rauschquelle i_{cor} nach Gleichung (13). Er gibt die Wirkung der Rauschquellen des wirklichen Vierpols wieder. Demgemäß wird er **äquivalenter Rauschvierpol** (im folgenden kurz: Rauschvierpol) genannt.

Der rechte, zwischen den Klemmen 1'—1' und den Ausgangsklemmen 2—2 liegende rauschfreie Signalvierpol gibt die Signaleigenschaften des wirklichen Vierpols wieder, wie sie z. B. durch die Vierpol-Gleichungspaare (1) oder (3) festgelegt sind.

Äquivalenter Rauschwiderstand und äquivalenter unkorrelierter Rauschleitwert

Die Rauscheigenschaften des rauschenden Vierpols werden in der Ersatzschaltung nach Bild 5 durch die komplexen Effektivwerte u und i_{un} der beiden Ersatz-Rauschquellen und den komplexen Korrelationsleitwert y_{cor} des Rauschvierpols vollständig und unabhängig von der äußeren Schaltung beschrieben, in der sich der rauschende Vierpol befindet. Von den komplexen Effektivwerten u und i_{un} lassen sich nur deren mittlere Betragsquadrate $\overline{|u|^2}$ und $\overline{|i_{un}|^2}$ messen. Um damit nicht rechnen zu müssen, führt man für $\overline{|u|^2}$ den **äquivalenten Rauschwiderstand** r_n (Index n für „noise")

$$r_n = \frac{\overline{|u|^2}}{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f} \tag{14}$$

und für $\overline{|i_{un}|^2}$ den **äquivalenten unkorrelierten Rauschleitwert**

$$g_{un} = \frac{\overline{|i_{un}|^2}}{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f} \tag{15}$$

ein.

Darin sind $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K die Boltzmannkonstante, $T_0 = 290$ °K die Rausch-Bezugstemperatur und Δf die Frequenzbandbreite der Anordnung, die aus dem betrachteten rauschenden Vierpol und der darauf folgenden Schaltung besteht. Der äquivalente un-

korrelierte Rauschleitwert g_{un} ist also nicht der Kehrwert des äquivalenten Rauschwiderstandes r_n.

Nach den Gleichungen (14) und (15) ist r_n ein thermisch rauschender Widerstand und g_{un} ein thermisch rauschender Leitwert mit der Rausch-Bezugstemperatur T_0. Sie haben solche Werte, daß die mittleren Betragsquadrate der komplexen Effektivwerte ihrer Rausch-Leerlaufspannung bzw. ihres Rausch-Kurzschlußstromes mit denen von u bzw. i_{un} des Rauschvierpols übereinstimmen.

Die vier Rauschkenngrößen

Diese Kenngrößen des Rauschvierpols nach Bild 5 sind

- der äquivalente Rauschwiderstand r_n, nach Gleichung (14)
- der äquivalente unkorrelierte Rauschleitwert g_{un} nach Gleichung (15)
- der Realteil des Korrelationsleitwertes nach den Gleichungen (8) und (11)

$$g_{cor} = \mathrm{Re}\,(y_{cor}) = \mathrm{Re}\left(\frac{i \cdot u^*}{|u|^2}\right) \tag{16}$$

- der Imaginärteil des Korrelationsleitwertes, nach den Gleichungen (8) und (11)

$$b_{cor} = \mathrm{Im}\,(y_{cor}) = \mathrm{Im}\left(\frac{i \cdot u^*}{|u|^2}\right) \tag{17}$$

Wie diese vier Rauschkenngrößen durch Messen der Rauschzahl des rauschenden Vierpols experimentell bestimmt werden können, ist im vorletzten Abschnitt dieses Beitrags erläutert.

Die Rauschzahl

Der Definition der Rauschzahl F eines rauschenden linearen Vierpols liegt die Messung mit einem Rausch-Meßgenerator zugrunde **(Bild 6)**.

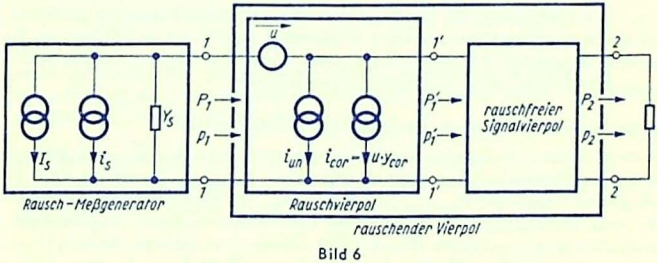


Bild 6

Der rauschende Vierpol ist nach Bild 5 durch die Kettenschaltung seines Rauschvierpols und seines rauschfreien Signalvierpols dargestellt. Anstelle des Signalgenerators (gemäß Bild 1) liegt an den Eingangsklemmen 1—1 der Schaltung nach Bild 6 ein Rausch-Meß-

generator. Dessen Innen-Admittanz macht man gleich der Innen Admittanz $Y_S = G_S + j \cdot B_S$ des in der Betriebsschaltung (Bild 1) verwendeten Signalgenerators. Der Realteil G_S der Innen-Admittanz Y_S rauscht thermisch. Seine Rauschtemperatur ist gleich der Rausch-Bezugstemperatur ($T_0 = 290$ °K, was ungefähr der Raumtemperatur entspricht). Für den Rausch-Urstrom i_s der Rauschstromquelle, die das Rauschen von Y_S wiedergibt, gilt die Nyquist-Formel:

$$\overline{i_s^2} = 4 \cdot k \cdot T_0 \cdot G_S \cdot \Delta f \tag{18}$$

Der zum Messen dienende einstellbare Rausch-Urstrom I_s wird von einer geeichten Rauschstromquelle, z. B. von einer Rauschdiode, geliefert.

Die an den Ausgangsklemmen 2—2 liegende Last-Admittanz Y_L ist die Eingangs-Admittanz einer Anordnung zum Messen der Ausgangs-Rauschleistung des Vierpols innerhalb der sehr kleinen Bandbreite Δf mit der Mittenfrequenz f. Das Eigenrauschen dieser Meßanordnung sei gegenüber der Ausgangs-Rauschleistung des Vierpols zu vernachlässigen.

Der Rausch-Meßgenerator liefert in den Vierpoleingang 1—1 die Signal-Wirkleistung P_1, die hier von dem Meßrausch-Urstrom I_s erzeugt wird und die Rausch-Wirkleistung p_1, verursacht von dem Rausch-Urstrom i_s der Innenadmittanz Y_S.

Die Signal-Wirkleistung P_1 bleibt vom Rauschvierpol unbeeinflußt, da dieser keine Signalquellen sowie keine Längswiderstände und Querleitwerte enthält. Sie tritt an den inneren Klemmen 1'—1' in den rauschfreien Signalvierpol ein ($P_1 = P_1'$). Die Rausch-Wirkleistung p_1', die bei 1'—1' übergeht, ist dagegen gegenüber p_1 um die von den Rauschquellen des Rauschvierpols gelieferte Rauschleistung vergrößert. Aus dem Vierpolausgang 2—2 werden die Signal-Wirkleistung P_2 und die Rausch-Wirkleistung p_2 von der Last-Admittanz Y_L aufgenommen. Der rauschfreie Signalvierpol verstärkt die Signal-Wirkleistung und die Rausch-Wirkleistung um denselben Faktor. Deshalb ist das als Rauschabstand bezeichnete Verhältnis der Signalleistung zur Rauschleistung $P_2 : p_2$ am Ausgang 2—2 gleich dem Rauschabstand $P_1 : p_1'$ am Eingang 1'—1' des rauschfreien Signalvierpols.

Die Rauschzahl F ist bei Verwenden des beschriebenen Rausch-Meßgenerators definiert als das Verhältnis des Rauschabstandes $P_1 : p_1$ am Vierpoleingang zu dem Rauschabstand $P_2 : p_2$ am Vierpolausgang. Da für das Messen eine sehr kleine Bandbreite Δf symmetrisch zur betrachteten Mittenfrequenz f vorausgesetzt ist, handelt es sich hier um die **spektrale Rauschzahl** $F(f)$ (englisch *spot noise figure*). Diese gilt für eine einzige Frequenz, nämlich für den Punkt (*spot*) f auf der Frequenzskala.

Die Rauschzahl, ausgedrückt durch die Rauschkenngrößen

Um die Rauschzahl F als Funktion der vier Rauschkenngrößen auszudrücken, ersetzt man zunächst die tatsächlich übergehenden Wirkleistungen P_1, p_1, p_1', P_2 und p_2 durch die **verfügbaren Leistungen** P_{1v}, p_{1v}, p_{1v}', P_{2v} und p_{2v}. Die Rauschabstände sind Verhältnisse zweier Wirkleistungen, die an demselben Klemmenpaar auftreten. Deshalb ändern sie sich nicht, wenn man anstelle der tatsächlich auftretenden Leistungen die verfügbaren Leistungen einsetzt. Man erhält so

$$F = \frac{P_{1v} : p_{1v}}{P_{2v} : p_{2v}} = \frac{P_{1v} : p_{1v}}{P_{1v} : p_{1v}'} = \frac{p_{1v}}{p_{1v}} \tag{19}$$

Für die an den Klemmen 1—1 des Rausch-Meßgenerators verfügbare Rausch-Wirkleistung p_{1v} erhält man aus dem Rausch-Urstrom i_s nach Gleichung (18) und dem Realteil G_s der Innen-Admittanz Y_s den Wert

$$p_{1v} = \frac{i_s^2}{4 \cdot G_s} = k \cdot T_0 \cdot \Delta f \tag{20}$$

Zum Ermitteln der an den Klemmen 1'—1' verfügbaren Rausch-Wirkleistung p_{1v}' faßt man die in Bild 6 links von diesen Klemmen liegende Schaltung als Generator auf. Dieser hat ebenfalls die Innen-Admittanz $Y_s = G_s + j \cdot B_s$. Sein Rausch-Urstrom wird **äquivalenter Rausch-Urstrom** i_{aeq} (oder auch **totaler Rausch-Urstrom** i_{tot}) genannt. Er ist gleich dem in einer gedachten Kurzschlußleitung zwischen den Klemmen 1'—1' fließenden Kurzschluß-Rauschstrom und hat den Wert

$$i_{aeq} = i_s + i_{un} + u \cdot Y_s + u \cdot y_{cor} \tag{21}$$

Hieraus folgt, da die Rauschgrößen i_s, i_{un} und u nicht korreliert sind, für die an den Klemmen 1'—1' verfügbare Rauschleistung

$$p_{1v}' = \frac{i_{aeq}^2}{4 \cdot G_s} = \frac{1}{4 \cdot G_s} \cdot \left[|i_s|^2 + |i_{un}|^2 + |u|^2 \cdot |Y_s + y_{cor}|^2 \right] \tag{22}$$

Mit der Nyquist-Formel (Gleichungen (14), (15) und (18) für u, i_{un} und i_s) ergibt sich

$$p_{1v}' = k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot \left[1 + \frac{g_{un}}{G_s} + \frac{r_n}{G_s} \cdot |Y_s + y_{cor}|^2 \right] \tag{23}$$

und durch Einsetzen der Gleichung (20) und der Gleichung (23) in Gleichung (19) für die **Rauschzahl** F bzw. für die **zusätzliche Rauschzahl** F_z

$$= 1 + \frac{g_{un}}{G_s} + \frac{r_n}{G_s} \cdot \left[(G_s + g_{cor})^2 + (B_s + b_{cor})^2 \right] \tag{24}$$

$$F_z = F - 1 = \frac{g_{un}}{G_s} + \frac{r_n}{G_s} \cdot \left[(G_s + g_{cor})^2 + (B_s + b_{cor})^2 \right] \tag{25}$$

F und F_z hängen außer von den Rausch-Kenngrößen ab von dem Realteil G_s und dem Imaginärteil B_s der Innen-Admittanz Y_s des Rausch-Meßgenerators in der Meßschaltung bzw. der Signalquelle in der Betriebsschaltung.

Minimum der Rauschzahl bei optimalem Quellenleitwert

Die Gleichung (25) läßt erkennen, daß die zusätzliche Rauschzahl F_z bei Variation von B_s ein Minimum durchläuft für

$$B_s = B_{s0} = -b_{cor} \tag{26}$$

Mit $B_s = B_{s0}$, d. h. mit der **Rauschabstimmung**, erreicht man:

$$F_z(B_{s0}) = \frac{g_{un}}{G_s} + \frac{r_n}{G_s} \cdot (G_s + g_{cor})^2 = \frac{g_{un} + r_n \cdot g_{cor}^2}{G_s} + r_n \cdot G_s + 2 \cdot r_n \cdot g_{cor} \tag{27}$$

Rauschabstimmung ergibt sich für $b_{cor} > 0$ mit einer induktiven Verstimmung ($B_{s0} < 0$) und für $b_{cor} < 0$ mit einer kapazitiven Verstimmung ($B_{s0} > 0$) des Eingangskreises.

Behält man $B_s = B_{s0}$ bei und variiert nun G_s, so durchläuft F_z das absolute Minimum für

$$G_s = G_{s0} = \sqrt{\frac{g_{un}}{r_n} + g_{cor}^2} \tag{28}$$

Mit der gleichzeitigen Einstellung von $G_s = G_{s0}$, d. h. mit der **Rauschanpassung** und $B_s = B_{s0}$, d. h. mit der Rauschabstimmung, erreicht man

$$F_{z0} = 2 \cdot r_n \cdot (G_{s0} + g_{cor}) = 2 \cdot \left[r_n \cdot g_{cor} + \sqrt{r_n \cdot g_{un} + (r_n \cdot g_{cor})^2} \right] \tag{29}$$

Das Ermitteln der Werte der vier Rauschkenngrößen

Aus den gemessenen Zusammenhängen

$$F = f(G_s, B_s) \quad \text{oder} \quad F_z = f(G_s, B_s) - 1$$

kann man die Werte von b_{cor}, r_n, g_{cor} und g_{un} so ermitteln:

für b_{cor} mißt man F_z als Funktion von B_s bei $G_s = \text{const.}$, ermittelt das sich hierbei ergebende Minimum $F_z(B_{s0})$ und liest $b_{cor} = -B_{s0}$ zu diesem Minimum ab.

für r_n mißt man $F_z(B_{s0})$ bei **großen** Werten von G_s und erhält so

$$r_n \approx \frac{F_z(B_{s0})}{G_s}$$

für g_{cor} bestimmt man F_{z0} und den hierzu gehörenden Wert von G_{s0}, nachdem man zuvor r_n ermittelt hat:

$$g_{cor} \approx \frac{F_{z0}}{2 \cdot r_n} - G_{s0}$$

für g_{un} mißt man $F_z(B_{s0})$ bei **kleinen** Werten von G_s und errechnet unter Verwendung von r_n und g_{cor}

$$g_{un} \approx F_z(B_{s0}) \cdot G_s - r_n \, g_{cor}^2$$

Andere Gruppe von vier Rauschkenngrößen

Man kann mit $F_0 = F_{z0} + 1 = 1 + 2 \cdot r_n \cdot (G_{s0} + g_{cor})$ die Gleichung (24) so umschreiben:

$$F = F_0 + \frac{r_n}{G_s} \cdot |Y_s - Y_{s0}|^2$$

Aufgrund dessen werden als Rauschkenngrößen in USA-Normenvorschlägen die reellen Werte

$$F_0 \quad r_n \quad G_{s0} \quad \text{und} \quad B_{s0}$$

benützt.

Das Rauschen einer Triodenstufe

Rausch-Ursache

Das Rauschen einer Elektronenröhre beruht auf unregelmäßigen Schwankungen des Emissionsstromes der geheizten Kathode. Dabei unterscheidet man zwei Effekte: den Funkeleffekt und den Schroteffekt.

Der **Funkeleffekt** beruht auf örtlichen und zeitlichen Änderungen der Elektronen-Austrittsarbeit an der Kathodenoberfläche. Das durch den Funkeleffekt bedingte mittlere Rauschstrom-Betragsquadrat ist der Frequenz umgekehrt proportional. Er wird für Frequenzen über 10^4 Hz vernachlässigbar und bleibt im folgenden außer acht.

Der **Schroteffekt** beruht auf der Quantelung der Ladung in die Elementarladungen der einzelnen Elektronen. Für den Frequenzbereich zwischen 10^4 Hz und 10^9 Hz ist das mittlere Rauschstrom-Betragsquadrat frequenzunabhängig. Dieser Frequenzbereich wird hier behandelt.

Der Kathoden-Emissionsstrom und dessen Rauschanteil

Der Wert des Emissionsstromes ist mit der Gesamtheit der in jedem Augenblick aus der Kathodenoberfläche austretenden Elektronen gegeben. Der Emissionsstrom setzt sich aus einem Gleichstrom und aus einem Rauschstrom zusammen.

Der Wert des Gleichstromanteiles stimmt mit dem Wert I_{sat} des Sättigungsstromes überein.

Das mittlere Betragsquadrat $\overline{i_e{}^2}$ des Emissions-Rauschstromes hängt mit I_{sat} gemäß der **Schottkyschen Formel** so zusammen:

$$\overline{i_e{}^2} = 2 \cdot q \cdot I_{sat} \cdot \Delta f \qquad (1)$$

q Elementarladung $= 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ A · s

Δf Frequenzbandbreite der Meßeinrichtung

Einfluß der Raumladung (Raumladungsschwächung des Schroteffektes)

Eine Verstärkerröhre wird üblicherweise so betrieben, daß als Anodenstrom I_a ein nur kleiner Bruchteil des Sättigungsstromes I_{sat} zur Anode gelangt. Selbst für die höchsten normalerweise in Frage kommenden Anodenstromwerte kehrt die überwiegende Mehrzahl der emittierten Elektronen vor dem Steuergitter um. Dabei gehen die Geschwindigkeiten dieser zurückkehrenden Elektronen durch Null. Folglich enthält der die Kathode umgebende Raum sehr viele Elektronen. Deshalb besteht dort eine negative Raumladung. Man spricht in diesem Sinne von der **Raumladungswolke**, die die Kathode umhüllt.

Die Raumladungswolke stellt für die von der Kathode kommenden Elektronen ein Hindernis dar. Dieses hat für den Rauschanteil des Stromes besondere Bedeutung:

Ein momentaner Anstieg (eine positive Schwankung) des Emissionsstromes ergibt eine Dichtezunahme der Raumladungswolke und damit einen stärkeren Einfluß des Hindernisses, das sie für den Durchgang des Anodenstromes nach der Anode bedeutet. Die Anodenstromzunahme ist folglich anteilmäßig erheblich kleiner als die Emissionsstromzunahme.

Eine momentane Abnahme des Emissionsstromes bewirkt ein Vermindern der Dichte der Raumladungswolke. Das mit ihr für den Durchgang der Elektronen gegebene Hindernis wird demgemäß in seinem Einfluß geschwächt. Von dem momentan geringeren Emissionsstrom geht daher ein größerer Anteil als Anodenstrom weiter.

Man kann dies mit einer durch die Raumladungswolke gegebenen Gegenkopplung vergleichen. Diese setzt das Verhältnis des mittleren Betragsquadrates $\overline{|i_a|^2}$ vom Kurzschluß-Anoden-Rauschstrom zum Anodengleichstrom I_a gegenüber dem Verhältnis des mittleren Betragsquadrates $\overline{|i_e|^2}$ vom Emissions-Rauschstrom zum Emissions-Gleichstrom bzw. zu dem ihm etwa gleichen Sättigungsstrom I_{sat} wesentlich herab.

Diese Schwächung wird durch den Raumladungs-Schwächungsfaktor Γ des Schroteffektes gekennzeichnet. Es ist

$$\Gamma^2 = \frac{\overline{|i_a|^2} : I_a}{\overline{|i_e|^2} : I_{sat}} \tag{2}$$

i_a komplexer Effektivwert des Rauschstromes, der innerhalb des Frequenzbandes Δf der Meßeinrichtung über den anodenseitigen Kurzschluß fließt, wenn sowohl das Gitter wie auch die Anode gegen die Kathode außen für Rauschströme kurzgeschlossen sind.

Aus den Gleichungen (1) und (2) folgt:

$$\overline{|i_a|^2} = 2 \cdot q \cdot I_a \cdot \Delta f \cdot \Gamma^2 \tag{3}$$

Wert des Raumladungs-Schwächungsfaktors

Der Wert des Raumladungs-Schwächungsfaktors Γ ist im Raumladungsgebiet, d. h. für einen Anodengleichstrom, dessen Wert weit unter dem des Sättigungsstromes liegt, und für eine Anodengleichspannung, die den Wert von $\frac{k \cdot T_k}{q}$ wesentlich übersteigt, näherungsweise gegeben mit

$$\Gamma^2 \approx \frac{4}{3} \cdot \frac{|S|}{\sigma \cdot I_a} \cdot \frac{k \cdot T_k}{q} \tag{4}$$

S Kurzschlußsteilheit der Triode

σ Steuerschärfe der Triode

k Boltzmannkonstante $= 1{,}38 \cdot 10^{-23} \frac{\mathrm{W \cdot s}}{^\circ\mathrm{K}}$

T_k absolute Temperatur der Kathodenoberfläche

Zum Erklären des Begriffes der Steuerschärfe σ benötigt man die Bedeutung zweier weiterer Begriffe, nämlich der Äquivalentspannung und der Steuerspannung der Triode.

Es ist: $\text{Steuerschärfe} = \frac{\text{Äquivalentspannung}}{\text{Steuerspannung}}$

Mit **Äquivalentspannung** bezeichnet man bezüglich der Triode den Spannungswert, den eine an der Stelle des Steuergitters befindliche Anode gegen die Kathode haben müßte, damit ein Kathodenstrom von vorgegebenem Wert fließt.

Unter **Steuerspannung** versteht man die Summe aus der Spannung des Steuergitters gegen die Kathode und des Produktes aus Durchgriff und Anodenspannung.

Rausch-Ersatzschaltung der idealisierten Triode

Als Ursache für den Emissions-Rauschstrom i_e, der an der Kathodenoberfläche entsteht und durch die Raumladungswolke geschwächt wird, kann man sich eine Rauschspannungsquelle mit dem Innenwiderstand Null denken, die zwischen Kathodenoberfläche

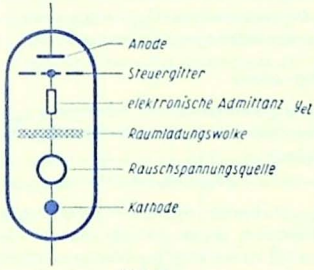


Bild 1

und Raumladungswolke angeschlossen ist **(Bild 1)**. Zwischen der durch die Raumladungswolke dargestellten **virtuellen Kathode** und dem Steuergitter besteht die **elektronische Admittanz** y_{el}.

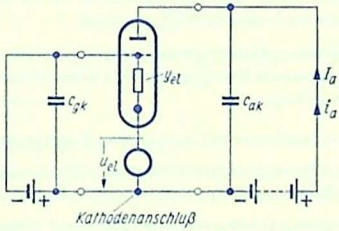


Bild 2

Wenn man den Wert der Rausch-Urspannung u_{el} so wählt, daß darin der Einfluß der Raumladungsschwächung berücksichtigt ist **(reduzierte Rauschspannung)**, kann man die Rausch-Ersatzschaltung nach **Bild 2** verwenden. Die dort eingezeichnete Kathode

stellt dann die virtuelle Kathode dar. Zwischen dem von außen zugänglichen Kathodenanschluß und der virtuellen Kathode befindet sich die Quelle, die die reduzierte Rausch-Urspannung liefert. Diese hat einen solchen Wert, daß die Quelle bei Kurzschluß sowohl zwischen Gitter und Kathodenanschluß wie auch zwischen Anode und Kathodenanschluß der Röhre in der kurzgeschlossenen Anodenleitung den Anoden-Rauschstrom i_a nach Gleichung (3) erzeugt, der sich dem Anoden-Gleichstrom I_a überlagert. Da es sich bei der Rauschspannungsquelle um eine Urspannungsquelle handelt, deren Innenwiderstand den Wert Null hat, bleibt ihr Zwischenschalten zwischen Kathode und Kathodenanschluß ohne Einfluß auf das Signal.

Die Steuerung der Röhre erfolgt an der **Steuerstrecke**, das ist die Strecke zwischen Steuergitter und virtueller Kathode. Innerhalb der Röhre befindet sich dort die elektronische Admittanz y_{el}. Die Baukapazitäten c_{gk} und c_{ak} sind aus der Röhre herausgezogen, sie werden hier zu der äußeren Schaltung hinzugerechnet.

Die elektronische Admittanz

In den Bildern 1 und 2 ist die **elektronische Admittanz** y_{el} eingetragen. Diese ist zwischen der durch die Raumladungswolke dargestellten virtuellen Kathode und dem Steuergitter wirksam. Es gilt für y_{el}:

$$y_{el} = g_{el} + j \cdot \omega \cdot c_{el}$$

Der Realteil g_{el} von y_{el} ist ungefähr dem Quadrat der Frequenz proportional. Er beruht auf der Laufzeit der Elektronen von der Kathode nach dem Steuergitter und dämpft den Eingangskreis schon bei 10^5 Hz merklich. g_{el} selbst ist rauschfrei, da sein Rauschen anderweitig erfaßt wird. Für Frequenzen bis zu etwa 10^8 Hz ist bei den üblichen Trioden g_{el} gegen $\omega \cdot c_{el}$ zu vernachlässigen.

Der Imaginärteil von y_{el} entsteht durch die **elektronische Kapazität** c_{el}. Das ist die Kapazität der Raumladungswolke gegen das Steuergitter. Der Wert von c_{el} entspricht ungefähr dem in den „Technischen Daten" für Δc_{gk} angegebenen Wert. Δc_{gk} ist der Wert der zusätzlichen Kapazität, um den die Eingangskapazität der in Kathodenbasisschaltung normal betriebenen Röhre die Baukapazität c_{gk} übersteigt.

Die Baukapazität c_{gk} ist etwa gegeben mit der Eingangskapazität der normal geheizten und durch einen hohen Betrag der negativen Gitter-Kathoden-Gleichspannung gesperrten Röhre in Kathodenbasisschaltung.

Vom idealisierten Triodengitter zum materiellen Triodengitter

Das idealisierte Triodengitter ist als eine für Elektronen völlig durchlässige, homogene und beliebig auffaßbare Fläche zu denken. Das materielle Gitter besteht aus Gitterdrähten.

Die nahe den Gitterdrähten vorbeikommenden Elektronen stellen einen nur kleinen Bruchteil des gesamten Anodenstromes dar. Die unregelmäßigen Stromschwankungen gleichen sich innerhalb eines kleinen Strombruchteiles weit weniger aus als innerhalb des Gesamtstromes. Die geringen Entfernungen von den Gitterdrähten lassen diese Schwankungen als Schwankungen der Steuerspannung durch Influenz stark zur Wirkung kommen.

Als Folge davon fließt über das mit der Kathode kurzgeschlossene Gitter ein Rauschstrom zusätzlich zu dem Rauschstrom, der von der Rauschspannung u_{el} im kurzgeschlossenen Gitterkreis erzeugt wird. Letzterer tritt allerdings, wie Messungen ergaben, völlig gegenüber dem durch Influenz entstehenden Rauschstrom zurück. Besteht zwischen Gitter und Kathode kein Kurzschluß, so ergibt sich aufgrund der eben erläuterten Influenzwirkung zwischen Gitter und Kathode eine Rauschspannung.

Die durch die Influenzwirkung auf das Gitter bedingten beiden Rauschgrößen sind mit der Rausch-Urspannung u_{el} in einem nur verschwindend geringen Maße korreliert. u_{el} ruft den gesamten Kathoden-Rauschstrom hervor, der keineswegs homogen ist. Die Influenzwirkung wird, wie erwähnt, durch kleine Anteile dieses in sich inhomogenen Rauschstromes ausgeübt.

Experimentelle Untersuchungen ergaben in Übereinstimmung hiermit das Fehlen einer meßbaren Korrelation. Eine Korrelation wäre naturgemäß für den von u_{el} herrührenden Gitterrauschstrom gegeben. Dieser Rauschstrom ist jedoch gegen den Gitter-Influenz-Rauschstrom vernachlässigbar.

Rausch-Ersatzschaltung der Triode mit materiellem Gitter

Die Influenzwirkung auf das Gitter entspricht einem Rausch-Urstrom i_{un} der einer zwischen Gitter und Kathode eingefügten Rausch-Urstromquelle zugeordnet werden kann.

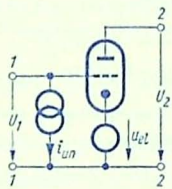


Bild 3

So ergibt sich zu der Urspannungsquelle mit u_{el} (Bild 2) zusätzlich die Urstromquelle mit i_{un}. Der Index un bedeutet unkorreliert mit u_{el}. **Bild 3** veranschaulicht die Einschaltung der beiden Rauschquellen.

Äquivalenter Rauschvierpol der Triode

Die Rausch-Ersatzschaltung nach Bild 3 stellt einen Vierpol dar, in dem die Rauschquellen aus der Röhre herausgezogen sind und die Röhre selbst als rauschfrei anzusehen ist.

Die Schaltung nach Bild 3 läßt sich so darstellen, daß die rauschfrei gedachte Röhre in Kathodenbasisschaltung als rauschfreier Vierpol auftritt **(Bild 4)**. Hierin ist die Quelle der Urspannung u_{el} dem Ausgang und dem Eingang des Gesamt-Vierpols gemeinsam. Das erschwert die Übersicht über die Zusammenhänge. Deshalb rechnet man die Schaltung nach Bild 4 in eine Schaltung um, in der die zwei Rauschquellen gemeinsam einen in Kettenschaltung mit dem rauschfreien Vierpol verbundenen Rauschvierpol bilden **(Bild 5)**.

Man beachte, daß in Bild 5 statt u_{el} nun u und statt i_{un} nun i eingetragen sind. Damit wird angedeutet, daß $i_{un} \neq i$ und $u_{el} \neq u$. Für Bild 4 gilt z. B. mit den Vierpol-Leitwert-Parametern:

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= y_{11} \cdot (U_1 - u_{el}) + y_{12} \cdot (U_2 - u_{el}) + i_{un} \\ I_2 &= y_{21} \cdot (U_1 - u_{el}) + y_{22} \cdot (U_2 - u_{el}) \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

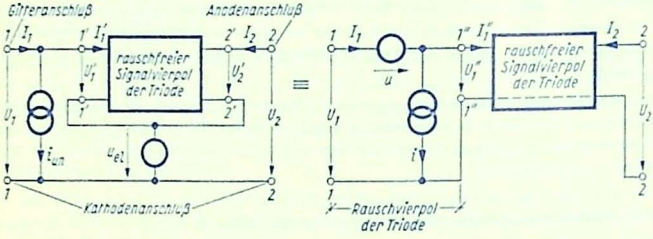


Bild 4 Bild 5

Für Bild 5 erhält man dementsprechend

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= y_{11} \cdot (U_1 - u) + y_{12} \cdot U_2 + i \\ I_2 &= y_{21} \cdot (U_1 - u) + y_{22} \cdot U_2 \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

Bei Kurzschluß der Eingangs- und Ausgangsklemmen der Schaltungen nach Bild 4 und 5 fließen gemäß den Gleichungen (5) und (6):

	Bilder 4 und 5	Bild 4, Gleichung (5)	Bild 5, Gleichung (6)
$I_1 =$	i_g	$= i_{un} - (y_{11} + y_{12}) \cdot u_{el}$	$= i - y_{11} \cdot u$
$I_2 =$	i_a	$= -(y_{21} + y_{22}) \cdot u_{el}$	$= -y_{21} \cdot u$

(7)

Hierin sind:

i_g Eingangs-Kurzschluß-Rauschstrom (Gitter-Kurzschluß-Rauschstrom)

i_a Ausgangs-Kurzschluß-Rauschstrom (Anoden-Kurzschluß-Rauschstrom), wofür Gleichung (3) gilt.

Aus dem Gleichungspaar (7) folgen:

$$i = i_{un} + \frac{y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}}{y_{21}} \cdot u_{el} = i_{un} + \frac{y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}}{y_{21} + y_{22}} \cdot u = i_g - \frac{y_{11}}{y_{21}} \cdot i_a \quad (8)$$

$$u = \frac{y_{21} + y_{22}}{y_{21}} \cdot u_{el} \qquad = -\frac{1}{y_{21}} \cdot i_a \quad (9)$$

Da u und u_{el} einander proportional sind, ist i_{un} auch mit u nicht korreliert. Hingegen besteht eine teilweise Korrelation zwischen i und u, weil der Rauschstromanteil

$$i - i_{un} = i_{cor} = y_{cor} \cdot u$$

gemäß Gleichung (8) voll mit der Rauschspannung u korreliert ist. Aus Gleichung (8) folgt die Korrelations-Admittanz

$$y_{cor} = \frac{y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}}{y_{21} + y_{22}} \tag{10}$$

Rauschkenngrößen der neutralisierten Triode

Für die hier zunächst betrachtete Kathodenbasisschaltung gelten die Vierpol-y-Parameter:

$$\left.\begin{aligned} y_{11} &= y_{el} = g_{el} + i \cdot \omega \cdot c_{el} & y_{12} &= 0 \text{ (Neutralisation)} \\ y_{21} &= S & y_{22} &= \frac{S}{\mu} \end{aligned}\right\} \tag{11}$$

Man beachte für y_{11}, daß c_{gk} zum äußeren Gitterkreis gehören soll und
für y_{12}, daß c_{ga} wegen der Neutralisation wirkungslos ist
für y_{22}, daß c_{ak} zum äußeren Anodenkreis gehören soll.

Die vier Rauschkenngrößen, definiert durch die Rauschspannung u, den mit u nicht korrelierten Rauschstrom i_{un} und die Korrelationsadmittanz y_{cor}, sind:

r_n äquivalenter Rauschwiderstand $\qquad r_n = \dfrac{\overline{u|^2}}{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f}$ (12a)

g_{un} äquivalenter unkorrelierter Rauschleitwert $g_{un} = \dfrac{\overline{i_{un}|^2}}{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f}$ (12b)

g_{cor} Realteil der Korrelations-Admittanz

b_{cor} Imaginärteil der Korrelations-Admittanz

Äquivalenter Rauschwiderstand der Triode

Für den hier mit r_n bezeichneten äquivalenten Rauschwiderstand wird in den „Technischen Daten" das Formelzeichen r_{aeq} verwendet.

Mit den Gleichungen (3), (4), (8), (11) und (12a) ergibt sich:

$$r_n = \frac{\overline{|i_a|^2}}{|S|^2 \cdot 4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f} = \frac{2 \cdot q \cdot I_a \cdot \Delta f}{|S|^2 \cdot 4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f} \cdot \frac{4}{3} \cdot \frac{|S|}{\sigma \cdot I_a} \cdot \frac{k \cdot T_k}{q} = \tag{13}$$

$$= \frac{2}{3} \cdot \frac{T_k}{T_0} \cdot \frac{1}{\sigma \cdot |S|}$$

Hierin sind:

T_k Kathodentemperatur, üblicherweise bei Oxydkathoden $\approx 1100\,°K$

T_0	Rauschbezugstemperatur (Umgebungstemperatur)	290 °K
σ	Steuerschärfe, im Mittel etwa	0,8

Damit erhält man folgende Näherungsformel für den äquivalenten Rauschwiderstand im Raumladungsgebiet

$$r_n \approx \frac{3}{|S|} \tag{14}$$

Beispiel: Für die Triode PC 86 mit $|S| = 14$ mA/V ergibt sich

$$r_n = \frac{3\ \text{V}}{14\ \text{mA}} \approx 214\ \Omega$$

In den „Technischen Daten" sind hierfür 230 Ω angegeben.

Äquivalenter unkorrelierter Rauschleitwert der Triode

Für diesen Leitwert gibt folgende empirische Formel die Größenordnung an:

$$g_{un} \approx 2 \cdot r_n \cdot \omega^2 \cdot c_{el}^2 \tag{15}$$

Beispiel: Für die Triode PC 86 folgt für 100 MHz aus Gleichung (15) mit $c_{el} \approx \Delta c_{gk} = 2$ pF und $r_n = 230\ \Omega$

$$g_{un} \approx 2 \cdot 230\ \Omega \cdot (2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^6\ \text{Hz})^2 \cdot (2 \cdot 10^{-12}\ \text{F})^2 \approx 0{,}72\ \text{mS}$$

In den „Technischen Daten" sind 0,5 mS angegeben. Da eine genauere Beziehung nicht vorliegt, muß man exakte Werte durch Messungen ermitteln oder den „Technischen Daten" entnehmen.

Die Korrelationsadmittanz der Triode

Die Korrelationsadmittanz der Triode erhält man aus den Gleichungen (10) und (11)

$$y_{cor} = \frac{y_{el}}{\mu + 1} \approx \frac{y_{el}}{\mu} = g_{cor} + j \cdot b_{cor} \tag{16}$$

$$\left.\begin{aligned} g_{cor} &\approx \frac{g_{el}}{\mu} \\ b_{cor} &\approx \frac{\omega \cdot c_{el}}{\mu} \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

Ersatzschaltung für die Betriebsschaltung der Triodenstufe

Bild 6 zeigt die dazu gehörende Ersatzschaltung. Dabei ist die Rauschstromquelle nach Bild 5 aufgeteilt in die Rauschstromquelle mit i_{un} und in die Rauschstromquelle mit $y_{cor} \cdot u$. Es handelt sich wie in Bild 5 um eine Kathodenbasisschaltung. Am Eingang liegt die Ersatzschaltung, die die rauschende Signalquelle, den Gitterkreis und die Kapazität c_{gk} der

Röhre umfaßt. Zur Signalquelle gehört der Signal-Urstrom I_s. Der Rausch-Urstrom i_s sowie die Admittanz $Y_s = G_s + j \cdot B_s$ sind der Signalquelle, dem Gitterkreis und, soweit das B_s betrifft, der Baukapazität c_{gk} gemeinsam. Für den Rauschstrom i_s gilt

$$\overline{i_s}^2 = 4 \cdot k \cdot T_0 \cdot G_s \cdot \Delta f \tag{18}$$

Am Ausgang der Triodenstufe liegt der Eingang der folgenden Stufe.

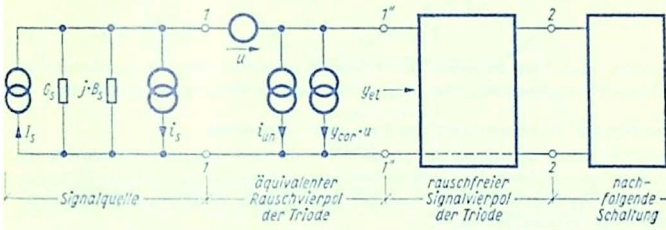


Bild 6

Zusätzliche Rauschzahl für die Betriebsschaltung

Mit den Rauschkenngrößen r_n, g_{un}, g_{cor} und b_{cor} sowie mit dem Realteil G_s und dem Imaginärteil B_s der äußeren Eingangsschaltung gilt für die zusätzliche Rauschzahl:

$$F_z = \frac{g_{un}}{G_s} + \frac{r_n}{G_s} \cdot \left[(G_s + g_{cor})^2 + (B_s + b_{cor})^2 \right] \tag{19}$$

Durch Einstellen der optimalen Admittanz Y_{s0} der äußeren Eingangsschaltung mit

$$B_{s0} = - b_{cor} \qquad \text{für } \textbf{Rauschabstimmung} \tag{20}$$

und

$$G_{s0} = \sqrt{\frac{g_{un}}{r_n} + g_{cor}^2} \qquad \text{für } \textbf{Rauschanpassung} \tag{21}$$

ergibt sich das Minimum der zusätzlichen Rauschzahl

$$F_{z0} = 2 \cdot r_n \cdot (G_{s0} + g_{cor}) = 2 \cdot \left[r_n \cdot g_{cor} + \sqrt{r_n \cdot g_{un} + (r_n \cdot g_{cor})^2} \right] \tag{22}$$

das auch **elektronische Rauschzahl** genannt wird.

Für übliche Trioden gilt im Frequenzbereich bis 10^{10} Hz:

$$g_{cor}^2 \approx \left(\frac{g_{el}}{\mu} \right)^2 \ll \frac{g_{un}}{r_n} \approx 2 \cdot (\omega \cdot c_{el})^2 \tag{23}$$

Daher kann statt Gleichung (21) gesetzt werden

$$G_{s0} \approx \sqrt{\frac{g_{un}}{r_n}} \approx \sqrt{2} \cdot \omega \cdot c_{el} \tag{24}$$

und statt Gleichung (22)

$$F_{z0} \approx 2 \cdot r_n \cdot G_{s0} \approx 2 \cdot \sqrt{g_{un} \cdot r_n} \approx 2 \cdot \sqrt{2 \cdot r_n \cdot \omega \cdot c_{el}} \tag{25}$$

Wird die **Rauschanpassung** nach Gleichung (24) sowie $B_{s0}' = 0$ eingestellt, so ergibt sich

$$F_{z0}' = 2 \cdot \sqrt{g_{un} \cdot r_n} + r_n \cdot \sqrt{\frac{r_n}{g_{un}}} \cdot b_{cor}^2 \approx 2 \cdot \sqrt{2 \cdot r_n \cdot \omega \cdot c_{el}} \left(1 + \frac{1}{4 \cdot \mu^2}\right) \tag{26}$$

$$F_{z0}' \approx F_{z0} \qquad \text{da } 4\,\mu^2 \gg 1 \tag{27}$$

Man darf daher beim Berechnen der Trioden-Rauschzahlen im Frequenzbereich bis 10^{10} Hz die Korrelationsadmittanz y_{cor} ohne merklichen Fehler gleich Null setzen.

Einstellen der Triodenstufe auf das Rauschzahl-Minimum

Man stimmt den Eingangskreis, der gemäß Bild 6 die (transformierte) Signalquelle mit umfaßt, bei gesperrter Röhre ($c_{el} = 0$) auf Resonanz ab. Außerdem koppelt man die Signalquelle so an den Röhren-Eingang 1 – 1 an, daß dieser Eingang mit G_{s0} nach Gleichung (24) abgeschlossen ist (Rauschanpassung).

Beispiel: Für die Triode PC 86 mit $c_{el} \approx \Delta c_{gk} \approx 2$ pF erhält man bei $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 100$ MHz nach Gleichung (24) die Rauschanpassung mit

$$G_{s0} \approx \sqrt{2 \cdot 1{,}25\ \text{mS}} \approx 1{,}8\ \text{mS}$$

und als Minimum der zusätzlichen Rauschzahl nach Gleichung (25)

$$F_{z0} \approx 0{,}7 \ldots 0{,}8$$

Frequenzabhängigkeit der Rauschkennwerte und der Rauschzahl

Für Frequenzen unter 10^4 Hz wird der äquivalente Rauschwiderstand r_n durch den Funkeleffekt bestimmt und ist ebenso wie das mittlere Betragsquadrat $\overline{i_e}^2$ des Emissionsrauschstromes dem Kehrwert der Frequenz proportional. Das gleiche gilt für die Rauschzahl in diesem Frequenz-Bereich.

Im Frequenzbereich zwischen 10^4 Hz und 10^9 Hz sind r_n ebenso wie $\overline{i_e}^2$ nach den Gleichungen (12a) und (1) durch den frequenzunabhängigen Schroteffekt gegeben. r_n ist also in diesem Frequenzbereich frequenzunabhängig. Es gilt mit dem in diesem Frequenzbereich ebenfalls als frequenzunabhängig anzusehenden Steilheitsbetrag $|S|$, der gleich der statischen Steilheit S_0 gesetzt werden kann, Gleichung (13) bzw. (14).

Wie Gleichung (15) zeigt, ist der äquivalente unkorrelierte Rauschleitwert g_{un} dem Quadrat der Frequenz proportional. Meistens gibt man den unkorrelierten Rauschleitwert g_{un} für 100 MHz als $g_{un\,100}$ an. Damit gilt für eine beliebige Frequenz f:

$$g_{un\,f} = \left(\frac{f}{100\ \text{MHz}}\right)^2 \cdot g_{un\,100} \tag{26}$$

Ebenso wie g_{un} ist auch g_{el} dem Quadrat der Frequenz proportional. Folglich können beide Größen für tiefe Frequenzen bei dem Berechnen der Rauschzahl unberücksichtigt bleiben. Somit gilt für tiefe Frequenzen mit $B_s = B_{s0} \approx 0$:

$$F_z \approx r_n \cdot G_s \tag{27}$$

Gemäß den Gleichungen (24) und (25) wird für $f \to 0$ sowohl $G_{s0} \approx 0$ wie auch (abgesehen vom Funkelrauschen) $F_{z0} \to 0$.

Das Minimum der zusätzlichen Rauschzahl ist für höhere Frequenzen, bei denen g_{un} nicht mehr vernachlässigt werden kann, gemäß Gleichung (25) proportional der Frequenz.

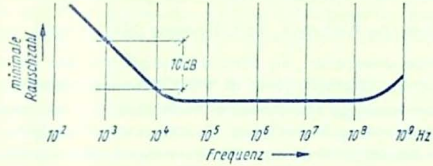


Bild 7

Mit Vorstehendem ergibt sich der in **Bild 7** gezeigte Frequenzgang der minimalen Trioden-Rauschzahl. Bei $f \approx 10^8$ Hz beginnt der Einfluß des unkorrelierten Rauschleitwertes g_{un} und damit der Anstieg der minimalen Rauschzahl.

Messen des äquivalenten Rauschwiderstandes

Dafür gibt es zwei Verfahren:

1. Man bestimmt zunächst die Rauschspannung u, indem man einen Rausch-Meßgenerator mit einem kleinen Innenwiderstand (z. B. $0{,}05 \cdot r_i$) zwischen Gitter und Kathodenanschluß der zu untersuchenden Röhre schaltet **(Bild 8)**. Die Rauschstromquelle i (Bild 5) ist damit praktisch kurzgeschlossen, so daß der Anodenrauschstrom i_a nahezu allein durch die Rauschspannung u bestimmt wird. In die Anodenleitung legt man einen Resonanzkreis und schließt daran den Eingang eines Rausch-Meßverstärkers mit einem quadratisch anzeigenden Instrument am Ausgang an. Man macht den Resonanzwiderstand dieser Parallelschaltung möglichst groß, um das Meßverstärker-Eigenrauschen vernachlässigen zu können.

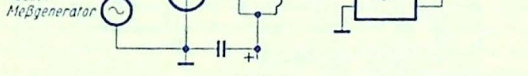


Bild 8

Durch Einstellen der Spannung des Rausch-Meßgenerators auf Null erhält man infolge des allein in der Röhre fließenden Anoden-Rauschstromes einen Ausschlag am Anzeigeinstrument. Dann wird am Rausch-Meßgenerator die Spannung eingestellt, mit der sich das von dem Instrument des Meßverstärkers angezeigte mittlere Spannungs-Quadrat verdoppelt.

In diesem Fall sind die mittleren Betragsquadrate des vom Rausch-Meßgenerator bewirkten Anoden-Rauschstromes und des in der Röhre entstehenden Anoden-Rauschstromes einander gleich. Daher stimmt das mittlere Betragsquadrat $\overline{u^2}$ der Rauschspannung u mit dem mittleren Betragsquadrat der eingestellten Generatorspannung überein.

Außerdem mißt man die Frequenzbandbreite Δf der gesamten Meßanordnung.

Aus $\overline{u^2}$ und Δf kann der Wert von r_n nach Gleichung (12a) berechnet werden.

Der Wert des Außenwiderstandes, der durch die Parallelschaltung des Resonanzkreises mit dem Meßverstärker-Eingang gegeben ist, fällt bei dieser Messung heraus: Es handelt sich beide Male um Spannungen an demselben Widerstand. Die eine dieser beiden Spannungen ist dem Anoden-Rauschstrom allein, die andere der Summe aus diesem Rauschstrom und dem Strom, der mit dem Rausch-Meßgenerator erzeugt wird, zugeordnet.

Man beachte: Die Klemmenspannung des Rausch-Meßgenerators muß über den vom Instrument des Meßverstärkers unter dem Einfluß des Resonanzkreises erfaßten Frequenzband Δf ebenso wie bei der Röhre frequenzunabhängig sein. Andernfalls kommt man mit dem hier angegebenen Spannungsvergleich zu falschen Ergebnissen, weil die Spektren der beiden Spannungen dann nicht übereinstimmen.

2. Den Wert von r_n kann man auch direkt bestimmen, ohne dabei die Bandbreite Δf messen zu müssen. Zu diesem Zweck führt man in die Gitterleitung anstelle des Rausch-Meßgenerators einen geeichten, reellen Stellwiderstand ein.

Diesem Widerstand schaltet man eine Spule und einen Drehkondensator parallel, wobei man die Induktivität der Spule so wählt, daß mit dem Drehkondensator für die Resonanzfrequenz der Ausgangsschaltung der Imaginärteil des Leitwertes der zwischen Gitter und Kathodenanschluß der Röhre liegenden Schaltung zu Null gemacht werden kann. Trotz der eingangsseitigen Resonanzschaltung ergibt sich, wenn man für den zum Vergleich dienenden Stellwiderstand einen ausreichend niedrigen Wert wählt, eingangsseitig eine größere Bandbreite als ausgangsseitig, was zum Messen notwendig ist. **Bild 9** zeigt das Prinzip der Meßschaltung.

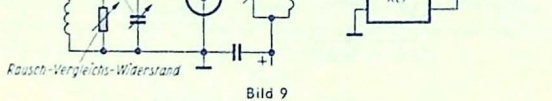


Bild 9

Mit dem Drehkondensator im Gitterkreis gleicht man für die jeweilige Einstellung des Einstellwiderstandes auf größten Instrumentenausschlag ab und stellt den Widerstand so ein, daß sich das am Ausgang zu messende mittlere Spannungsquadrat gegenüber dem Fall des Kurzschlusses zwischen Gitter und Kathodenanschluß verdoppelt.

Ein richtiges Ergebnis setzt eine Meßfrequenz, d. h. eine Resonanzfrequenz beider Resonanzkreise der Schaltung nach Bild 9, zwischen etwa 10^5 und 10^6 Hz voraus.

Unter 10^4 Hz zeigt sich das zusätzliche, hier außer acht gelassene Funkelrauschen.

Über 10^6 Hz wirken sich am Einstellwiderstand bereits die verteilten Überbrückungskapazitäten störend aus. Im übrigen ist ab etwa 10^7 Hz der dem Widerstand r_n entsprechende Wert des Einstellwiderstandes nicht mehr klein gegen den kapazitiven Widerstand $1/(2 \cdot \pi \cdot f \cdot c_{el})$, da r_n etwa 50...1000 Ω und c_{el} ungefähr 1...2 pF betragen.

Messen des äquivalenten unkorrelierten Rauschleitwertes

Der Wert des äquivalenten unkorrelierten Rauschleitwertes g_{un} kann in einer Schaltung nach **Bild 10** unmittelbar bestimmt werden. Diese Schaltung unterscheidet sich von der Schaltung nach Bild 8 nur durch das Vorhandensein des durchstimmbaren Gitterkreises und durch den hohen Innenwiderstand des Rausch-Meßgenerators.

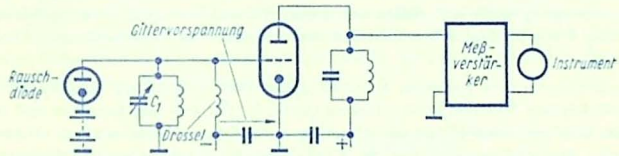


Bild 10

Aufgrund dieses hohen Innenwiderstandes treibt die Rauschspannung u (Bild 6) nur einen vernachlässigbar kleinen Rauschstrom durch den Gitterkreis. Somit wird der Anodenrauschstrom allein durch die Rauschstromquelle mit dem Rausch-Urstrom i_{un} bestimmt. Der Rausch-Urstrom $g_{cor} \cdot u$ kann demgegenüber vernachlässigt werden (siehe oben).

Als Rausch-Meßgenerator mit hohem Innenwiderstand eignet sich hier vor allem eine im Sättigungsgebiet arbeitende Rausch-Diode, deren Anodenstrom durch Ändern der Heizspannung variiert werden kann.

Der Wirkleitwert G_e des Eingangskreises soll einerseits niedrig sein, anderseits aber doch so groß, daß die Bandbreite des Eingangskreises größer ist als die ausgangsseitige Betriebsbandbreite.

Beim Messen wird durch Einstellen des Sättigungsstromes der Rauschdiode das für stromlose Rauschdiode zuvor gemessene Rauschspannungsquadrat am Instrument verdoppelt. Diese Messung führt man in der Nähe der Resonanzlage des Eingangskreises für mehrere Einstellungen des veränderbaren Kondensators C_1 (Bild 10) durch. Als Funktion der jeweils eingestellten Kapazität von C_1 trägt man den Rauschdioden-Sättigungsstrom I_D auf, der jeweils zum Verdoppeln des Rauschspannungsquadrates am Instrument führt. So ergibt sich eine Parabel. Aus dem ihr zu entnehmenden Minimalwert $I_{D\,min}$ des Sättigungsstromes folgt

$$g_{un} = \frac{I_{D\,min}}{0{,}05\ \mathrm{V}} - G_e - r_n \cdot G_e^2$$

Einflüsse der Grundschaltung der Triode

Eine Triode kann für Hf-Verstärkung in Kathodenbasis-Schaltung **(Bild 11)** oder in Gitterbasis-Schaltung **(Bild 12)** oder in Zwischenbasis-Schaltung **(Bild 13)** betrieben werden. Die Eingangsleitwerte dieser drei Schaltungen sind voneinander stark ver-

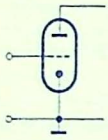


Bild 11

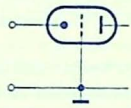


Bild 12

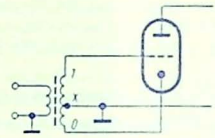


Bild 13

schieden: Die Röhre übt eine um so größere Gegenkopplung auf den Eingang aus, je größer der vom Kathodenstrom durchflossene Anteil des Eingangskreises ist. Diese Gegenkopplung wirkt sich jedoch bei einigermaßen exakt neutralisierter Triode in gleicher Weise für Signal und Rauschen aus. Sie bleibt daher auf die Rauschzahl ohne Einfluß.

Die Bedingungen für minimales Rauschen gelten somit unabhängig von der Art der (neutralisierten) Triodenschaltung. Daraus folgt z. B.: Für geringes Rauschen muß auch in der Gitterbasis-Schaltung ein sehr dämpfungsarmer Eingangs-Resonanzkreis verwendet werden. Man darf hier nicht aus der in der Gitterbasis-Schaltung großen Bedämpfung des Eingangskreises durch die Röhre den Schluß ziehen, es komme auch hinsichtlich des Rauschens weniger auf die Güte der Spule im Eingangskreis an.

Lage der Resonanzabstimmung

Für die **Kathodenbasis-Schaltung (Bild 11)** liegt die Resonanz-Abstimmung, die gemäß Bild 6 durch

$$B_s + \omega \cdot c_{el} = 0$$

gegeben ist, für vollkommen exakt neutralisierte Stufe bei einer um $c_{el} \approx \Delta c_g$ kleineren Schwingkreiskapazität als die Abstimmung auf Rauschminimum. Jeder Neutralisationsfehler bewirkt eine merkliche Resonanzverschiebung bei verstärkender Röhre. Der Einfluß der Abstimmung auf das Rauschen ist jedoch für kleine Abweichungen von der vollständigen Neutralisation gering.

Für die **Gitterbasis-Schaltung (Bild 12)** ist die Resonanzschärfe der Eingangsschaltung sehr gering. Die Resonanzfrequenz liegt bei einer größeren Schwingkreiskapazität als es der Abstimmung auf Rauschminimum entspricht. Im Falle exakter Neutralisation liegt die Resonanz bei

$$B_s + \omega \cdot \Delta c_{gk} - |S| \cdot \sin|\varphi_S| = 0$$

Der Betrag des Steilheits-Phasenwinkels φ_S ist der Frequenz f proportional. Für übliche Trioden hat man bei einer Frequenz um 100 MHz mit $\varphi_S \approx 5° \ldots 10°$ zu rechnen. Dabei eilt der Anodenwechselstrom der steuernden Wechselspannung nach. Hieraus erklärt sich das Minuszeichen von $\sin|\varphi_S|$.

Der Eingangs-Wirkleitwert der Gitterbasisstufe kommt im wesentlichen durch eine Gegenkopplung zustande. Da das Röhrenrauschen durch r_n und g_{un} vollständig berücksichtigt ist, liefert dieser Eingangs-Wirkleitwert keinen darüber hinausgehenden Rauschbeitrag.

Für die **Zwischenbasis-Schaltung (Bild 13)** gehört zur Resonanz bei verstärkender exakt neutralisierter Röhre:

$$B_3 + \omega \cdot \triangle c_{gk} - x \cdot |S| \cdot \sin |\varphi_S| = 0$$

Für einen bestimmten Anzapfpunkt und damit für einen bestimmten Wert von x, heben sich die beiden letzten Summanden des vorstehenden Ausdruckes gegenseitig auf. Damit fallen Resonanzabstimmung bei verstärkender Röhre und Abstimmung auf Rauschminimum zusammen. Abweichungen von der exakten Neutralisation ändern den hierzu gehörenden x-Wert.

Bild 14 zeigt schematisch die Resonanzkurven für eine Kathodenbasis-, für eine Gitterbasis- und für eine Zwischenbasis-Schaltung (mit $x = 0{,}4$) im Betriebsfall sowie bei gesperrter Röhre. Außerdem ist der Verlauf der **zusätzlichen Rauschzahl** eingetragen. Als Abszisse ist die Abweichung der Schwingkreiskapazität von dem für Einstellen auf Rauschminimum geltenden Wert aufgetragen.

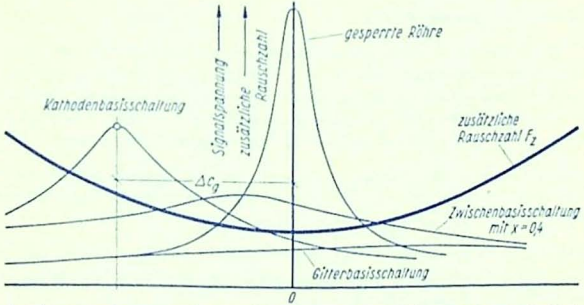


Bild 14

Transformationen bei höheren Frequenzen

Die hier benutzten Rauschkenngrößen sind grundsätzlich so definiert, daß sie unmittelbar zwischen den Röhrenelektroden gelten. Sie lassen sich nur für Frequenzen unter etwa 10^8 Hz angenähert auch für die äußeren Anschlußpunkte, z. B. für die Lötansätze der Röhrenfassung, in Rechnung setzen. Bei höheren Frequenzen müssen die Spannungs-Transformationen berücksichtigt werden, die durch die inneren und äußeren Zuleitungs-Induktivitäten in Verbindung mit den Elektroden-Kapazitäten bedingt sind. Kapazitäten und Leitwerte erscheinen an den Anschlüssen vergrößert, Widerstandswerte hingegen verringert.

Das Rauschen einer Pentodenstufe

Vorbemerkungen

In der Pentodenstufe beginnt der Einfluß der Kathoden-Zuleitungsinduktivität bereits bei Frequenzen um 10 MHz. Dieser Einfluß ist dennoch im folgenden außer acht gelassen, weil innerhalb des in der Regel nur schmalen Signalfrequenzbandes die Auswirkung dieser Induktivität mittels einer Serienkapazität kompensiert werden kann. Bei der Pentodenstufe kann, wie am Ende dieses Beitrages erwähnt wird, durch Wahl eines anderen Wertes der Serienkapazität sogar die Rauschzahl unter den Wert der minimalen Rauschzahl herabgesetzt werden, der im Falle einer vernachlässigbaren Kathoden-Zuleitungsinduktivität gilt. Wenn die Kathoden-Zuleitungsinduktivität außer acht gelassen werden darf, weil sie noch keine Rolle spielt oder weil ihr Einfluß kompensiert ist, können die Röhren-Baukapazitäten ebenso wie bei der Triodenstufe zur äußeren Schaltung hinzugerechnet werden. Das wird hier ausgenutzt. Für Frequenzen unter etwa 10 MHz können außerdem die in diesem Beitrag angegebenen Beziehungen durch Nullsetzen des elektronischen Eingangsleitwertes vereinfacht werden. Der Frequenzbereich unter etwa 10^4 Hz, in dem das Funkelrauschen maßgebend ist, wird hier nicht betrachtet.

Zusätzliches Rauschen der Pentode

Alle Röhren, die außer der Anode wenigstens eine weitere positive Elektrode haben, enthalten gegenüber Trioden zusätzliche Rauschquellen. Die Ursache des zusätzlichen Rauschens der Pentode ist mit den statistischen Schwankungen der Aufteilung des Kathodenstromes auf Schirmgitter und Anode gegeben, da es vom Zufall abhängt, auf welche der positiven Elektroden ein bestimmtes von der Kathode emittiertes Elektron auftrifft.

Das zusätzliche Rauschen der Pentode kann durch eine zu den Rauschquellen der Triode hinzukommende Rausch-Urstromquelle mit dem **Stromverteilungs-Rausch-Urstrom** i_v zwischen Anode und Schirmgitter berücksichtigt werden.

Bei i_v und allen weiteren mit kleinen Buchstaben bezeichneten Rauschströmen und Rauschspannungen handelt es sich um komplexe Effektivwerte innerhalb des betrachteten schmalen Frequenzbandes $\triangle f$ mit der Mittenfrequenz f.

Rausch-Urstromquellen und Rausch-Kurzschlußströme der Pentode

Bild 1 veranschaulicht eine selbst rauschfrei gedachte Pentode in Kombination mit ihren Rausch-Urstromquellen. Die Anschlüsse der Elektroden a, g_1 und g_2 sowie g_3 sind widerstandsfrei an den Kathodenanschluß k gelegt. Folglich fließen die Rausch-Kurzschlußströme i_{g1}, i_{g2}, i_a und i_k. Für den Ausgang der Röhre gilt nach Bild 1 mit der Knotenregel:

$$i_k = i_a + i_{g2} \tag{1}$$

Bei der Pentode tritt der Kathoden-Kurzschluß-Rauschstrom i_k an die Stelle des Anoden-Kurzschluß-Rauschstromes i_a der Triode.

Für das mittlere Betragsquadrat des Kathoden-Kurzschluß-Rauschstromes i_k gilt

mit

$$\overline{i_k^2} = 2 \cdot q \cdot I_k \cdot \Delta f \cdot \Gamma^2 \qquad (2)$$

q Elementarladung $\quad q \approx 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ A · s

I_k Kathodengleichstrom, Summe aus Anodengleichstrom I_a und Schirmgitter-Gleichstrom I_{g2}

Δf Bandbreite der Meßanordnung

Γ Raumladungs-Schwächungsfaktor.

Er ist gegeben mit:

$$\Gamma^2 \approx \frac{4}{3} \cdot \frac{|S_k|}{a \cdot I_k} \cdot \frac{k \cdot T_k}{q} \qquad (3)$$

wenn

I_k klein gegen den Kathoden-Sättigungsstrom und

$U_{g2} + U_a \cdot D_2$ groß gegen $\frac{k \cdot T_k}{q}$ ist

U_{g2} Schirmgitter-Gleichspannung

U_a Anoden-Gleichspannung

D_2 Schirmgitter-Durchgriff

S_k Kathodenstrom-Steilheit

k Boltzmannkonstante $\quad k \approx 1{,}38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{W} \cdot \text{s}}{^\circ\text{K}}$

T_k Kathoden-Oberflächentemperatur in °K

a Steuerschärfe der Röhre (siehe Seite 132)

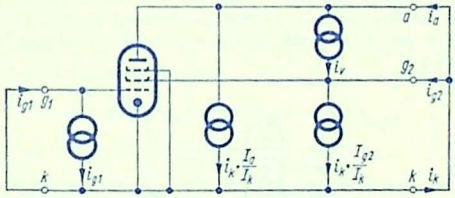


Bild 1

Der Stromverteilungs-Rausch-Urstrom

Nach Bild 1 verteilt sich der Kathoden-Rauschstrom i_k in demselben Verhältnis wie der Kathoden-Gleichstrom I_k auf die Anode und das Schirmgitter. Zusätzlich tritt zwischen Anode und Schirmgitter der Rausch-Urstrom i_v auf. Damit gilt:

$$i_a = i_k \cdot \frac{I_a}{I_k} + i_v \qquad (4)$$

$$i_{g2} = i_k \cdot \frac{I_{g2}}{I_k} - i_v \qquad (5)$$

Die Vorzeichen von i_v erklären sich so:

Wenn in einem Zeitpunkt einige Elektronen des Kathodenstromes mehr zur Anode übergehen als im Zeitmittel, so erhöht sich i_a um i_v während gleichzeitig i_{g2} um i_v vermindert ist.

i_v und i_k haben voneinander verschiedene Ursachen, denn die Schwankungen der Stromverteilung sind unabhängig von den Schwankungen des Kathodenstromes. Diese Rauschströme sind daher unkorreliert.

Man sieht sofort folgende drei Sonderfälle ein:

	Stromverteilung	Rausch-Urstrom i_v
für $I_a = 0$	keine	N ull
für $I_{g2} = 0$	keine	Null
für $I_a = I_{g2}$	größte	Maximum

Dementsprechend erhält man mit Hilfe der Wahrscheinlichkeitsrechnung:

$$\overline{i_v^2} = 2 \cdot q \cdot \frac{I_a \cdot I_{g2}}{I_k} \cdot \Delta f = 2 \cdot q \cdot \frac{I_a \cdot (I_k - I_a)}{I_k} \cdot \Delta f \qquad (6)$$

Physikalische Rauschquellen-Ersatzschaltung der Pentode

Diese Ersatzschaltung ergibt sich aus der physikalischen Rauschquellen-Ersatzschaltung der Triode in der Weise, daß man sie in die Urstromquelle für den Stromverteilungs-Rausch-Urstrom i_v einfügt **(Bild 2)**. In diesem Bild liegt, wie in Pentodenstufen üblich, das Schirmgitter für Wechselströme am Kathodenanschluß k. Deshalb wirkt sich die Urstromquelle mit dem Stromverteilungs-Rausch-Urstrom i_v zwischen Anode a und Kathodenschluß k aus.

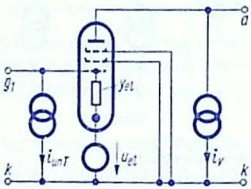


Bild 2

In dieser Ersatzschaltung sind sämtliche Rauschquellen untereinander nicht korreliert. Wie bei der Triode tritt auch bei der Pentode zwischen der virtuellen Kathode und dem Steuergitteranschluß die **elektronische Admittanz** y_{el} auf:

$$y_{el} = g_{el} + j \cdot \omega \cdot c_{el}$$

Äquivalenter Rauschvierpol der Pentode

Bild 3, das aus Bild 2 abgeleitet ist, zeigt nochmals die physikalische Rauschquellen-Ersatzschaltung der in Kathodenbasisschaltung betriebenen Pentode. In **Bild 4** ist die Ersatzschaltung der (rauschenden) Pentode aufgeteilt in den äquivalenten Rauschvierpol und in den damit in Kettenschaltung verbundenen rauschfreien Signalvierpol.

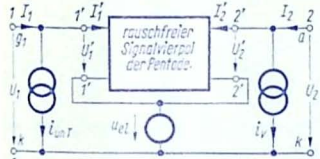


Bild 3

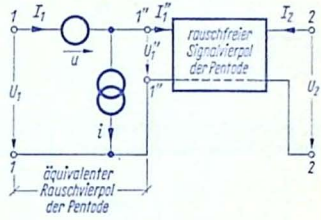


Bild 4

Für den inneren Vierpol 1'—1', 2'—2' der Ersatzschaltung nach Bild 3 kann man das Vierpol-Gleichungspaar in Leitwertform anschreiben:

$$\left.\begin{aligned} I_1' &= y_{11} \cdot U_1' + y_{12} \cdot U_2' \\ I_2' &= y_{21} \cdot U_1' + y_{22} \cdot U_2' \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

Darin sind gemäß Bild 3 mit dem unkorrelierten zusätzlichen Rausch-Urstrom i_{unT} der Triode

$$I_1' = I_1 - i_{unT} \qquad I_2' = I_2 - i_v \qquad U_1' = U_1 - u_{el} \qquad U_2' = U_2 - u_{el} \qquad (8)$$

Hiermit ergibt sich aus Gleichung (7) für den Gesamtvierpol 1—1, 2—2 nach Bild 3:

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= y_{11} \cdot (U_1 - u_{el}) + y_{12} \cdot (U_2 - u_{el}) + i_{unT} \\ I_2 &= y_{21} \cdot (U_1 - u_{el}) + y_{22} \cdot (U_2 - u_{el}) + i_v \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

Für den rauschfreien Signalvierpol 1''—1'', 2—2 von Bild 4 kann man wiederum das Vierpol-Gleichungspaar in Leitwertform aufstellen, wobei y_{11}, y_{12}, y_{21} und y_{22} mit den Vierpol-Koeffizienten der Gleichungen (7) und (9) identisch sind:

$$\left.\begin{aligned} I_1'' &= y_{11} \cdot U_1'' + y_{12} \cdot U_2 \\ I_2 &= y_{21} \cdot U_1'' + y_{22} \cdot U_2 \end{aligned}\right\} \qquad (10)$$

Darin sind gemäß Bild 4: $I_1'' = I_1 - i$ und $U_1'' = U_1 - u$ (11)

Dies in Gleichung (10) eingesetzt, ergibt das Vierpol-Gleichungspaar:

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= y_{11} \cdot (U_1 - u) + y_{12} \cdot U_2 + i \\ I_2 &= y_{21} \cdot (U_1 - u) + y_{22} \cdot U_2 \end{aligned}\right\} \qquad (12)$$

Die bei eingangs- und ausgangsseitigem Wechselstromkurzschluß ($U_1 = 0$ und $U_2 = 0$) auftretenden Rausch-Kurzschlußströme der äquivalenten Ersatzschaltungen nach Bild 1 Bild 3 und Bild 4 sind

$$I_{1k} = i_{g1} = i_{unT} - (y_{11} + y_{12}) \cdot u_{el} = i - y_{11} \cdot u \tag{13}$$

$$I_{2k} = i_a = i_k \cdot \frac{I_a}{I_k} + i_v = i_v - (y_{21} + y_{22}) \cdot u_{el} = - y_{21} \cdot u \tag{14}$$

Aus Gleichung (14) folgt:

$$u_{el} = - \frac{1}{y_{21} + y_{22}} \cdot i_k \cdot \frac{I_a}{I_k} \tag{15}$$

u_{el} ist, wie Gleichung (15) zeigt, dem Kathoden-Rausch-Urstrom i_k proportional und deshalb mit ihm voll korreliert. Mit dem Korrelationsleitwert y_{corT} der Triode

$$y_{corT} = \frac{y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}}{y_{21} + y_{22}} \tag{16}$$

ergibt sich aus den Gleichungen (13), (14) und (15):

$$i = i_{unT} - y_{corT} \cdot \frac{i_k}{y_{21}} \cdot \frac{I_a}{I_k} - y_{11} \cdot \frac{i_v}{y_{21}} \tag{17}$$

Aus diesen Gleichungen erhält man außerdem:

$$u = - \frac{i_k}{y_{21}} \cdot \frac{I_a}{I_k} - \frac{i_v}{y_{21}} \tag{18}$$

Der Rauschstrom i kann ebenso wie bei der Triode in einen zu u voll korrelierten Anteil $i_{corP} = y_{corP} \cdot u$ und einen mit u nicht korrelierten Anteil i_{unP} zerlegt werden. Es gilt also

$$i = i_{unP} + y_{corP} \cdot u$$

Multipliziert man diese Gleichung mit u^* und bildet den Mittelwert, so ergibt sich wegen $\overline{i_{unP} \cdot u^*} = 0$ der Korrelationsleitwert (Korrelations-Admittanz) der Pentode

$$y_{corP} = g_{corP} + j \cdot b_{corP} = \frac{\overline{i \cdot u^*}}{\overline{|u|^2}} \tag{19}$$

Die Rauschkenngrößen der neutralisierten Pentode

Neutralisation bedeutet fehlende Rückwirkung, das heißt $y_{12} = 0$.

Es gilt somit

$$y_{11} = y_{el} = g_{el} + j \cdot \omega \cdot c_{el} \qquad y_{12} = 0$$

$$y_{21} = S_a \qquad y_{22} = G_i = \frac{1}{R_i}$$

Da die Baukapazitäten $c_{g1/k}$ und $c_{a/k}$ nicht zur Pentode sondern zu der äußeren Schaltung gerechnet werden, besteht y_{11} nur aus der elektronischen Admittanz y_{el} und y_{22} nur aus dem Innenleitwert G_i der Pentode. S_a bedeutet die komplexe Anodenstromsteilheit.

Bei der Pentode gelten entsprechend der Triode die Rauschkenngrößen:

äquivalenter Rauschwiderstand

$$r_{nP} = \frac{1}{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f} \cdot \overline{|u|^2}$$

äquivalenter unkorrelierter Rauschleitwert

$$g_{unP} = \frac{1}{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f} \cdot \overline{|i_{unP}|^2}$$

Realteil des Korrelationsleitwertes

$$g_{corP} = \mathrm{Re}\left(\overline{i \cdot u^*} \cdot \frac{1}{\overline{|u|^2}}\right)$$

Imaginärteil des Korrelationsleitwertes

$$b_{corP} = \mathrm{Im}\left(\overline{i \cdot u^*} \cdot \frac{1}{\overline{|u|^2}}\right)$$

Für r_{nP} ist mit $\frac{|S_a|}{|S_k|} = \frac{I_a}{I_k}$ und $\overline{i_v \cdot i_k^*} = 0$ nach den Gleichungen (2), (3), (6) und (18):

$$r_{nP} = \frac{2}{3} \cdot \frac{T_k}{T_0} \cdot \frac{1}{\sigma \cdot |S_k|} + \frac{q}{2 \cdot k \cdot T_0} \cdot \frac{1}{|S_a|^2} \cdot \frac{I_a \cdot I_{g2}}{I_k} = r_{nT} + r_{nv} \tag{20}$$

Für die bei Oxydkathoden übliche Temperatur $T_k \approx 1100$°K und eine mittlere Steuerschärfe $\sigma \approx 0{,}8$ gilt mit $T_0 = 290$°K:

$$r_{nP} \approx \frac{3}{|S_k|} + \frac{1}{0{,}05\ \mathrm{V}} \cdot \frac{1}{|S_a|^2} \cdot \frac{I_a \cdot I_{g2}}{I_k} \tag{21}$$

Aus Gleichung (20) kann entnommen werden

$$r_{nv} = \frac{q}{2 \cdot k \cdot T_0} \cdot \frac{1}{|S_a|^2} \cdot \frac{I_a \cdot I_{g2}}{I_k} \tag{22}$$

Aus den Gleichungen (17), (18), (19), (20) und (22) folgt für den Korrelationsleitwert der Pentode

$$y_{corP} = y_{corT} + (y_{11} - y_{corT}) \cdot \frac{r_{nv}}{r_{nP}}$$

Mit Gleichung (16) und den Vierpol-Koeffizienten der neutralisierten Pentode ist

$$y_{corP} = y_{el} \cdot \frac{\frac{G_i}{S_a} + \frac{r_{nv}}{r_{nP}}}{1 + \frac{G_i}{S_a}} \approx y_{el} \cdot \frac{r_{nv}}{r_{nP}} \tag{23}$$

Letzteres gilt, weil $\frac{r_{nv}}{r_{nP}} = 0{,}5 \ldots 1$ und $\frac{G_i}{S_a} = 10^{-4} \ldots 10^{-3}$

Aus Gleichung (23) folgt mit Gleichung (19):

$$g_{corP} \approx g_{el} \cdot \frac{r_{nv}}{r_{nP}} \quad \text{und} \quad b_{corP} \approx \omega \cdot c_{el} \cdot \frac{r_{nv}}{r_{nP}} \tag{24}$$

Mit r_{nT}, r_{nv} und r_{nP} wird

$$g_{unP} = g_{unT} + |y_{11} - y_{corT}|^2 \cdot \frac{r_{nT} \cdot r_{nv}}{r_{nP}} \tag{25}$$

und mit der Näherung $g_{unT} \approx 2 \cdot r_{nT} \cdot \omega^2 \cdot c_{el}^2$ sowie unter der Voraussetzung $g_{el} \ll \omega \cdot c_{el}$ gilt

$$g_{unP} \approx 2 \cdot r_{nT} \cdot \omega^2 \cdot c_{el}^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{r_{nv}}{r_{nP}}\right) \tag{26}$$

Zusätzliche Rauschzahl der Pentode

Es gilt bei der in **Bild 5** gezeigten Betriebsschaltung der Pentode in Kathodenbasisschaltung mit $|i_s|^2 = 4 \cdot k \cdot T_0 \cdot G_s \cdot \Delta f$ für die zusätzliche Rauschzahl:

$$F_z = \frac{g_{unP}}{G_s} + \frac{r_{nP}}{G_s} \cdot \left[(G_s + g_{corP})^2 + (B_s + b_{corP})^2\right] \tag{27}$$

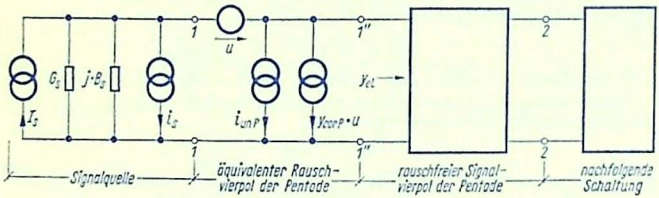


Bild 5

Mit der optimalen Quellenadmittanz $Y_{s0} = G_{s0} + j \cdot B_{s0}$
d. h. mit dem Imaginärteil

$$B_{s0} = -b_{corP} = -\omega \cdot c_{el} \cdot \frac{r_{nv}}{r_{nP}}$$

und dem Realteil

$$G_{s0} = \sqrt{\frac{g_{unP}}{r_{nP}} + g_{corP}^2} \approx \sqrt{g_{el}^2 \cdot \frac{r_{nv}}{r_{nP}} + 2 \cdot \omega^2 \cdot c_{el}^2 \cdot \frac{r_{nT}}{r_{nP}} \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{r_{nv}}{r_{nP}}\right)} \tag{28}$$

ergibt sich das Minimum der zusätzlichen Rauschzahl der Pentode:

$$F_{z0} = 2 \cdot r_{nP} \cdot (G_{s0} + g_{corP}) = 2 \cdot \left[r_{nP} \cdot g_{corP} + \sqrt{r_{nP} \cdot g_{unP} + (r_{nP} \cdot g_{corP})^2} \right]$$

$$\approx 2 \cdot \left[g_{el} \cdot r_{nv} + \sqrt{(g_{unT} + g_{el}^2 \cdot r_{nv}) \cdot r_{nP} + \omega^2 \cdot c_{el}^2 \cdot r_{nT} \cdot r_{nv}} \right] \quad (29)$$

$$\approx 2 \cdot \left[g_{el} \cdot r_{nv} + \sqrt{g_{el}^2 \cdot r_{nv} \cdot r_{nP} + 2 \cdot r_{nT} \cdot r_{nP} \cdot \omega^2 \cdot c_{el}^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{r_{nv}}{r_{nP}}\right)} \right]$$

Die Einstellung $B_s = B_{s0}$ wird als **Rauschabstimmung**, die Einstellung $G_s = G_{s0}$ als **Rauschanpassung** bezeichnet.

Für Rauschabstimmung ist der in Y_s berücksichtigte Eingangskreis induktiv gegen die Resonanz bei gesperrter Röhre zu verstimmen.

Frequenzabhängigkeit der Rauschkenngrößen und der Rauschzahl

Oberhalb der Frequenz, bei der der Funkeleffekt gegen den Schrotteffekt vernachlässigbar ist, haben, soweit die Zuleitungsinduktivitäten keine Rolle spielen oder ihre Einflüsse kompensiert werden können

r_{nT} r_{nv} und r_{nP} frequenzunabhängige Werte.

g_{unP} ist (wie g_{unT}) proportional ω^2, solange $g_{el} \ll \omega \cdot c_{el}$

Trifft dies nicht mehr zu, so steigt g_{unP} mit $\omega^2 \ldots \omega^4$ an, weil g_{el} proportional ω^2.

g_{corP} ist proportional ω^2

b_{corP} ist proportional ω

Hieraus folgt: In dem Frequenzbereich, in dem g_{el} vernachlässigbar ist, gilt:

F_{z0} ist proportional ω

Ist g_{el} nicht mehr zu vernachlässigen, so steigt F_{z0} proportional $\omega \ldots \omega^2$.

Herabsetzen der minimalen Rauschzahl der Pentode

Die Tatsache, daß der Pentoden-Rauschstrom i einen nicht unerheblichen mit der Rauschspannung u korrelierten Anteil hat [siehe Gleichung (17)], ermöglicht eine gewisse Rauschkompensation. Diese wird durch eine entsprechend abgeglichene, in die Kathodenzuleitung eingeschaltete Kapazität vorgenommen. Der dafür erforderliche Wert dieser Kapazität weicht im allgemeinen von dem zum Kompensieren des Einflusses der Kathoden-Zuleitungsinduktivität nötigen Wert ab. Den Abgleich führt man unter Kontrolle der Rauschzahl durch. Man kommt damit auf eine minimale Pentoden-Rauschzahl, die sich von der minimalen Rauschzahl einer entsprechenden Triode kaum unterscheidet.

Messung der Rauschzahl eines Vierpols

Für die Rauschzahl eines Vierpols gilt die Beziehung

$$F = \frac{p_{in} \cdot V_p + p_z}{p_{in} \cdot V_p}$$

mit

p_{in} Eingangs-Rauschleistung des Vierpols, hervorgerufen durch die verfügbare thermische Rauschleistung $p_{v\,therm}$ der auf Rausch-Bezugstemperatur $T_0 = 290°K$ befindlichen Ausgangs-Impedanz der Signalquelle

V_p Leistungsverstärkung des Vierpols

p_z im Vierpol erzeugte Rauschleistung

Zum Bestimmen der Rauschzahl mißt man die durch $p_{in} \cdot V_p + p_z$ gegebene Ausgangs-Rauschleistung des Vierpols. Dann speist man den mit der Ausgangs-Impedanz der Signalquelle abgeschlossenen Eingang des Vierpols mit der **Meß-Rauschleistung** p_R, die so gewählt ist, daß die Ausgangs-Rauschleistung doppelt so groß wird, wie ohne Einspeisung der Meß-Rauschleistung. Es gilt dann für die Ausgangs-Rauschleistung des Vierpols

$$2 \cdot (p_{in} \cdot V_p + p_z) = p_{in} \cdot V_p + p_z + p_R \cdot V_p \quad \text{bzw.} \quad p_R = \frac{1}{V_p} \cdot (p_{in} \cdot V_p + p_z)$$

Weil somit die gesamte Ausgangs-Rauschleistung des mit der Signalquellen-Ausgangs-Impedanz abgeschlossenen Vierpols ersetzt werden kann durch die mit der Leistungsverstärkung V_p des Vierpols vervielfachte Meß-Rauschleistung p_R, bezeichnet man diese auch als **äquivalente Eingangs-Rauschleistung** $p_{in\,aeq} = p_R$.

Mit $p_{in\,aeq} \cdot V_p$ anstelle von $p_{in} \cdot V_p + p_z$ erhält man für die Rauschzahl des Vierpols

$$F = \frac{p_{in\,aeq} \cdot V_p}{p_{in} \cdot V_p} = \frac{p_{in\,aeq}}{p_{in}} \quad \text{oder} \quad p_{in\,aeq} = F \cdot p_{in}$$

Die Rauschzahl stellt daher auch den Faktor dar, um den die äquivalente Eingangs-Rauschleistung $p_{in\,aeq}$ bzw. die zum Verdoppeln der Ausgangs-Rauschleistung des Vierpols erforderliche Meß-Rauschleistung p_R größer ist als die zur Rausch-Bezugstemperatur $T_0 = 290°K$ gehörende thermische Rauschleistung p_{in} der Signalquellen-Ausgangs-Impedanz.

In der Formel für die Rauschzahl kann man anstelle von $p_{in\,aeq} = p_R$ auch die verfügbare Leistung $p_{v\,R}$ setzen, falls man auch statt p_{in} die verfügbare Leistung $p_{v\,in} = p_{v\,therm}$ verwendet, weil die Rauschzahl das Verhältnis zweier an derselben Last-Impedanz wirksamen Leistungen darstellt.

Aufbau eines Rausch-Meßplatzes

Zur meßtechnischen Bestimmung der Rauschzahl eines Vierpols benötigt man

- einen **Rausch-Meßgenerator**, der die Rausch-Meßleistung an den Eingang des Vierpols liefert
- einen **Rausch-Meßverstärker**, mit dessen Hilfe die Ausgangs-Rauschleistung des Vierpols gemessen werden kann.

In den folgenden Abschnitten wird beschrieben, welche Anforderungen an den Rausch-Meßgenerator und an den Meßverstärker zu stellen sind, damit eine exakte Messung der Rauschzahl möglich ist.

Der Rausch-Meßgenerator

Der Rausch-Meßgenerator dient als Signalquelle für die Rauschmessung. Er gibt zwei Anteile von Rauschleistung ab:

- die **thermische Stör-Rauschleistung**, die von dem auf Raumtemperatur (der Rausch-Bezugstemperatur T_0) befindlichen rauschenden Ausgangs-Widerstand des Rausch-Meßgenerators stammt
- die **Meß-Rauschleistung**, die vom aktiven Teil des Rausch-Meßgenerators geliefert wird. Für Frequenzen bis etwa 1000 MHz ist dies im allgemeinen eine im Sättigungsgebiet betriebene Hochvakuum-Diode mit einem Wolframdraht als Heizfaden, für Frequenzen über 1000 MHz eine gasgefüllte Diode.

Innerhalb des für die Anwendung vorgesehenen Frequenzbereiches ist die von einem solchen Rausch-Meßgenerator abgegebene Meß-Rauschleistung unabhängig von der Frequenz (weißes Rauschen). Der Rausch-Meßgenerator ist deshalb normalerweise bezüglich seiner verfügbaren (abgebbaren) Meß-Rauschleistung in $k \cdot T_0 \cdot \Delta f$-Einheiten geeicht.

$$1 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f = p_{v\,therm}$$

ist die verfügbare thermische Rauschleistung eines Widerstandes, der sich auf der Rausch-Bezugstemperatur T_0 befindet, wobei Δf die Rausch-Bandbreite der gesamten Meßanordnung vom Rausch-Meßgenerator bis zur Leistungs-Anzeige bedeutet. Mit $T_0 = 290°K$ erhält man

$$1 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f = 4{,}0 \cdot 10^{-21}\,W \cdot s \cdot \Delta f$$

Weil die Rauschzahl eines Vierpols angibt, um wieviel die verfügbare äquivalente Eingangs-Rauschleistung $p_{v\,in\,aeq}$ des Vierpols höher ist als $p_{v\,therm}$ ($p_{v\,in\,aeq} = F \cdot p_{v\,therm}$), stimmt der Zahlenwert der Rauschzahl mit dem Zahlenwert der sich bei der Messung ergebenden verfügbaren Meß-Rauschleistung des Rausch-Meßgenerators überein.

Der Meßverstärker

An den Meßverstärker sind folgende Forderungen zu stellen

- Verstärkung so hoch, daß eine gut ablesbare Anzeige auch bei der kleinsten zu messenden Ausgangs-Rauschleistung möglich ist. Der zu fordernde Verstärkungsgrad hängt ab von der Leistungsverstärkung und der Rauschzahl des Meßobjektes, von der Rausch-Bandbreite $\triangle f$ sowie von der Empfindlichkeit der Anzeige.

- Einstellbarkeit des Verstärkungsgrades

- geringes Eigenrauschen. Die durch die verfügbare Leistungsverstärkung V_{pv} des Meßobjektes dividierte Rauschzahl F_M des Meßverstärkers für Abschluß seines Eingangs mit der Ausgangs-Impedanz des Meßobjektes sollte vernachlässigbar klein gegen die Rauschzahl F des Meßobjekts sein.

- Bandbreite, die kleiner ist als die des Meßobjektes

- genügend großer Aussteuerbereich, das heißt noch keine Begrenzung bei der höchsten für die Rauschmessung in Betracht kommenden Eingangsleistung

- gleiches Anzeige-Instrument für die Rauschmessung wie für die Eichung.

Nicht erforderlich sind ein

geeichtes Anzeigeinstrument

linearer Zusammenhang zwischen Eingangsleistung oder -spannung und Anzeige.

Zum Meßverstärker zählen sämtliche hinter dem Ausgang des Meßobjektes liegende Verstärkerstufen, ebenso auch Mischstufen, falls eine Frequenzumsetzung erforderlich ist.

Einfluß des Zusammenhangs zwischen Meßverstärker-Eingangsspannung und Ausschlag des Anzeige-Instruments

Trotz der hier zugelassenen Nichtlinearität dieses Zusammenhangs ist es möglich, das Verdoppeln der Ausgangs-Rauschleistung des Meßobjekts durch das Hinzukommen der Rausch-Meßleistung zu der thermischen Rauschleistung am Eingang des Meßobjekts festzustellen. Man bedient sich dazu einer der beiden nachstehend beschriebenen Methoden

- man eicht den Meßverstärker so, daß sich damit für jede Einstellung des Verstärkungsgrades die Leistungsverdoppelung feststellen läßt

- man stattet den Meßverstärker mit einem Spannungsteiler aus, der so bemessen ist, daß damit die Rauschleistung am Ausgang des Meßverstärkers auf die Hälfte, das heißt um 3 dB herabgesetzt wird. Man bezeichnet diesen Spannungsteiler aus diesem Grunde auch als **3 dB-Leistungsteiler.** Er muß so ausgeführt sein, daß sich die Übertragungseigenschaften des Meßverstärkers (Bandbreite, Form der Durchlaßkurve) durch die Spannungsteilung nicht ändern.

Eigenrauschen des Meßverstärkers

Das unvermeidliche Eigenrauschen bewirkt bei hoher Verstärkung einen Grundausschlag des Anzeige-Instruments. Dieser Grundausschlag verfälscht das Meßergebnis, wenn die Ausgangs-Rauschleistung des Meßobjekts in der Größenordnung der äquivalenten Eingangs-Rauschleistung des Meßverstärkers bei dessen eingangsseitigem Abschluß mit der Ausgangs-Impedanz des Meßobjekts liegt. Man kann das auch so formulieren: Das Eigenrauschen des Meßverstärkers muß berücksichtigt werden, wenn die für eingangsseitigen Abschluß des Meßverstärkers mit der Ausgangs-Impedanz des Meßobjekts geltende durch die verfügbare Leistungsverstärkung des Meßobjekts dividierte Rauschzahl des Meßverstärkers in der Größenordnung der Rauschzahl des Meßobjekts liegt.

Damit eine Verfälschung des Meßergebnisses vermieden wird, muß man entweder

- die im vorangehenden Abschnitt erwähnte Eichung so vornehmen, daß das Eigenrauschen mit berücksichtigt ist oder
- die Rauschzahl des Meßverstärkers bei eingangsseitigem Abschluß mit der Ausgangs-Impedanz des Meßobjekts sowie dessen verfügbare Leistungsverstärkung kennen oder bestimmen.

Eichen des Meßverstärkers

Mit dem Eichen soll der Zusammenhang zwischen einem Ausschlag α_2 am Anzeigeinstrument und dem Verstärkungsgrad V des Meßverstärkers für einen bestimmten Ausschlag α_1 festgestellt werden. Dabei entspricht der Ausschlag α_1 der Ausgangs-Rauschleistung des Meßobjekts und der Ausschlag α_2 der durch Einspeisen der Meß-Rauschleistung am Eingang verdoppelten Ausgangs-Rauschleistung des Meßobjekts.

Voraussetzung für das Eichen des Meßverstärkers ist die Möglichkeit, zahlenmäßig festliegende Verstärkungsgrade einzustellen. Außerdem muß der Eingang des Meßverstärkers mit der Ausgangs-Impedanz des Meßobjekts abgeschlossen sein.

Das Festlegen der Eichkurve geht so vor sich:

Bei maximaler Verstärkung speist man eine solche Meß-Rausch eistung p_R mit dem Rausch-Meßgenerator in den Eingang des Meßverstärkers, daß sich am Anzeige-Instrument ein von dem durch das Eigenrauschen bedingten Grundausschlag α_0 merklich verschiedener Ausschlag α_1 ergibt. Beim Verdoppeln der Meß-Rauschleistung p_R stellt sich ein Ausschlag α_2 am Anzeige-Instrument ein. In Abhängigkeit vom eingestellten Verstärkungsgrad V wiederholt man dieses Verfahren, wobei man jeweils zuerst eine solche Meß-Rauschleistung einspeist, daß sich wieder der Ausschlag α_1 ergibt. Anschließend wird durch Verdoppeln dieser Meß-Rauschleistung der zugehörige Wert α_2 ermittelt. Die sich so ergebende Funktion $\alpha_2 = f(V)$ stellt bei Angabe von α_1 die Eichkurve des Verstärkers dar. Sie nähert sich für kleiner werdenden Verstärkungsgrad bzw. mit größer werdender Meß-Rauschleistung einem Grenzwert. Dieser Grenzwert folgt daraus, daß bei sehr hohen Werten der Meß-Rauschleistung die äquivalente Eingangs-Rauschleistung des Meßverstärkers vernachlässigbar wird. Falls der Rausch-Meßgenerator dafür keine genügend hohe Meß-Rauschleistung abgibt, muß ein Verstärker mit anschließendem Eichteiler hinter den Rausch-Meßgenerator geschaltet werden, wodurch dann ebenfalls das jeweilige Verdoppeln ermöglicht wird.

Meßverstärker mit 3-dB-Leistungsteiler

Bei dieser Ausführungsform des Meßverstärkers erübrigt sich die Aufnahme einer Eichkurve. Allerdings muß bei der Messung von Vierpolen mit kleiner Rauschzahl und kleiner verfügbarer Leistungsverstärkung die Rauschzahl F_M des Meßverstärkers bekannt sein.

Der 3-dB-Leistungsteiler wird im allgemeinen zwischen der ersten und der zweiten Stufe des Meßverstärkers angeordnet, die dann beide nicht geregelt werden dürfen.

Vor dem 3-dB-Leistungsteiler liegt also eine Verstärkerstufe, deren verfügbare Leistungsverstärkung so hoch sein muß, daß die nachfolgenden Stufen nichts zur Rauschzahl des Gesamtverstärkers beitragen, daß also die Rauschzahl bzw. die verfügbare äquivalente Eingangs-Rauschleistung der ersten Stufe gleich den entsprechenden Werten des gesamten Meßverstärkers ist.

Die Rauschzahl F_M des Meßverstärkers muß ebenfalls bekannt sein oder bestimmt werden, wenn der 3-dB-Leistungsteiler mit kleinen Meß-Rauschleistungen geeicht werden soll. Das ist im allgemeinen der Fall.

Die Eichung des 3-dB-Leistungsteilers geht dann folgendermaßen vor sich: Man schaltet den Rausch-Meßgenerator vor den Meßverstärker und stellt eine so große verfügbare Meß-Rauschleistung $p_{v\,R1}$ ein, daß sich ein gut ablesbarer Ausschlag α (z. B. Endausschlag) am Anzeige-Instrument einstellt. Diesem Ausschlag entspricht die verfügbare Rauschleistung $p_{v1} = F_M \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f + p_{v\,R1}$ am Eingang des Meßverstärkers. Diese Rauschleistung muß verdoppelt werden, das heißt es muß am Eingang die verfügbare Rauschleistung $p_{v2} = 2 \cdot p_{v1} = 2 \cdot (F_M \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f + p_{v\,R1})$ vorhanden sein. Dazu muß der Rausch-Meßgenerator auf die verfügbare Rauschleistung $p_{v\,R2} = 2 \cdot p_{v\,R1} + F_M \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f$ eingestellt werden, die zusammen mit der bereits vorhandenen verfügbaren äquivalenten Eingangs-Rauschleistung $F_M \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f$ des Meßverstärkers die verfügbare Rauschleistung p_{v2} ergibt.

Ohne 3-dB-Leistungsteiler ergibt sich damit am Ausgang die doppelte Rauschleistung. Der 3-dB-Leistungsteiler muß demgemäß so eingestellt werden, daß sich am Anzeige-Instrument wieder derselbe Ausschlag α ergibt wie bei der Einstellung von $p_{v\,R1}$.

Sonderfall des „linearen Meßverstärkers"

Für einen solchen Meßverstärker ist der Zusammenhang zwischen Eingangsspannung u_{in} und Ausschlag α am Anzeigeinstrument bzw. der Zusammenhang zwischen Eingangsleistung p_{in} und Quadrat des Ausschlages am Anzeige-Instrument linear:

$$\alpha = k_1 \cdot u_{in} \quad \text{bzw.} \quad \alpha^2 = k_2 \cdot p_{in}$$

Für den Grundausschlag α_0, hervorgerufen durch die äquivalente Eingangs-Rauschleistung $p_M = F_M \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f$ des Meßverstärkers, ist

$$\alpha_0^2 = k_2 \cdot p_M \quad \text{oder} \quad p_M = \frac{\alpha_0^2}{k_2}$$

Der Ausschlag α_1 wird hervorgerufen durch die Meß-Rauschleistung p_R vom Rausch-Meßgenerator und durch p_M.

Für α_1 gilt also

$$\alpha_1^2 = k_2 \cdot (p_M + p_R) \qquad \text{oder} \qquad p_R = \frac{\alpha_1^2}{k_2} - p_M = \frac{\alpha_1^2 - \alpha_0^2}{k_2}$$

Der Ausschlag α_2 entsteht schließlich durch die doppelte Meß-Rauschleistung $2 \cdot p_R$ und durch p_M.

Für α_2 gilt also:

$$\alpha_2^2 = k_2 \cdot (p_M + 2 \cdot p_R) = k_2 \cdot \left(\frac{\alpha_0^2}{k_2} + 2 \cdot \frac{\alpha_1^2 - \alpha_0^2}{k_2} \right)$$

bzw. $$\alpha_2 = \sqrt{2 \cdot \alpha_1^2 - \alpha_0^2}$$

Für $\alpha_1 \gg \alpha_0$ oder, was dasselbe bedeutet, $F \gg \frac{F_M}{V_{pv}}$ bzw. $(p_{in} \cdot V_p + p_z) \gg p_M$ ergibt sich als Grenzwert bei dem vorliegenden Sonderfall des „linearen Verstärkers"

$$\alpha_2 = \sqrt{2} \cdot \alpha_1$$

Hat bei Verwendung eines solchen linearen Verstärkers die zu messende Ausgangs-Rauschleistung des Meßobjekts immer einen genügend höheren Wert als die äquivalente Eingangs-Rauschleistung des Meßverstärkers, dann erübrigt sich eine Eichkurve, weil dann stets dieser Grenzwert gilt.

Es sei aber besonders darauf hingewiesen, daß diese Beziehung nur dann verwendet werden kann, wenn ein streng linearer Zusammenhang zwischen Eingangsspannung und Anzeige am Meßverstärker für jede Einstellung der Verstärkung und für alle in Frage kommenden Eingangsspannungen besteht.

Durchführung der Messung

Das Meßobjekt wird zwischen Rauschgenerator und Meßverstärker geschaltet. Nachdem die Meß-Rauschleistung des Rauschgenerators auf Null und die gewünschten Betriebsbedingungen des zu messenden Vierpols eingestellt wurden, wird die Ausgangs-Rauschleistung p_{out} des Vierpols gemessen. Anschließend wird die Meß-Rauschleistung am Rausch-Meßgenerator so eingestellt, daß diese Ausgangs-Rauschleistung verdoppelt wird. Am Rausch-Meßgenerator liest man dann die zugehörige verfügbare Meß-Rauschleistung p_{vR} ab. Deren Zahlenwert entspricht der Rauschzahl F des zu messenden Vierpols in dem eingestellten Betriebszustand.

Beispiel:

Am Rauschgenerator muß eine verfügbare Meß-Rauschleistung $p_{vR} = 5 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f$ eingestellt werden. Dann hat die Rauschzahl des Meßobjektes den Wert $F = 5$.

Die Ausgangs-Rauschleistung des Meßobjektes braucht nicht als Absolutwert gemessen zu werden, weil es bei dieser Messung nur auf das Verdoppeln ankommt. Deshalb können die beschriebenen Meßverstärker benützt werden.

Messung mit für Rauschleistungs-Verdopplung geeichtem Verstärker

Auf den Eingang des Meßverstärkers wird p_{out} gegeben. Daraufhin wird der Verstärkungsgrad so eingestellt, daß sich am Anzeige-Instrument der der Eichkurve zugrunde liegende Ausschlag α_1 ergibt. Die doppelte Ausgangs-Rauschleistung $2 \cdot p_{out}$ des Meßobjekts ist dann erreicht, wenn sich am Anzeige-Instrument der aus der Eichkurve für den eingestellten Verstärkungsgrad zu entnehmende Ausschlag α_2 ergibt.

Messung mit Verstärker, der einen 3-dB-Leistungsteiler enthält

Auf den Eingang des Meßverstärkers wird p_{out} gegeben. Daraufhin wird der Verstärkungsgrad so eingestellt, daß das Anzeige-Instrument des Meßverstärkers einen gut ablesbaren Ausschlag α zeigt. Die doppelte Ausgangs-Rauschleistung des Meßobjekts ist dann erreicht, wenn sich am Anzeige-Instrument nach Einschalten des 3-dB-Leistungsteilers derselbe Ausschlag α ergibt.

Für kleine verfügbare Leistungsverstärkungen V_{pv} und kleine Rauschzahlen F des Meßobjekts muß eine Korrektur vorgenommen werden, die durch das Eigenrauschen des Meßverstärkers bedingt ist.

Als genauer Wert für die Rauschzahl F ergibt sich

$$F = \frac{p_{v\,R}}{1 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f} - \frac{1}{V_{pv}} \cdot F_M$$

wobei $p_{v\,R}$ die zum Verdoppeln der Ausgangs-Rauschleistung des Meßobjekts erforderliche verfügbare Meß-Rauschleistung und F_M die Rauschzahl des Meßverstärkers bedeuten.

Messung mit linearem Verstärker

Vor der Messung ist zu kontrollieren, ob der Zusammenhang zwischen Eingangsleistung und Quadrat des Ausschlages vom Anzeige-Instrument wirklich linear ist für die in Frage kommenden Eingangs-Rauschleistungen (große und kleine Werte beachten). Das Messen von p_{out} bzw. $2 \cdot p_{out}$ erfolgt dann gemäß der Beziehung:

$$\alpha_2 = \sqrt{2 \cdot \alpha_1^2 - \alpha_0^2}$$

bzw. für $\alpha_1 > 10 \cdot \alpha_0$: $\quad \alpha_2 \approx \sqrt{2} \cdot \alpha_1$

Der Ausschlag α_0 entsteht durch das Eigenrauschen des Meßverstärkers bei eingangsseitigem Abschluß mit der Ausgangs-Impedanz des Meßobjekts. Der Ausschlag α_1 entsteht beim Verbinden des am Eingang mit dem auf Meß-Rauschleistung Null gestellten Rausch-Meßgenerator abgeschlossenen Meßobjekts mit dem Meßverstärker. Der Ausschlag α_2 ist schließlich durch Einspeisen der verfügbaren Meß-Rauschleistung $p_{v\,R} = p_{in\,aeq}$ einzustellen.

Einfluß der Betriebswerte auf die Lebensdauer der Röhren 2 C 39 A und 2 C 39 BA

Vorbemerkung

Es handelt sich hier um zwei Mikrowellenröhren, deren obere Grenzfrequenzen ungefähr bei 3 GHz liegen. Je nach der benötigten Hf-Ausgangsleistung können Anodenspannung und Anodenstrom variiert werden (Anodenspannung etwa 200 V ... 1000 V, Anodenstrom etwa 20 mA ... 100 mA). Dieser große Variationsbereich bedeutet unterschiedliche Kathodenbeanspruchung der Röhren und hat damit einen Einfluß auf die Lebensdauer. Dies soll im folgenden erläutert werden.

Anodengleichspannung

Untersuchungen haben gezeigt, daß die Lebensdauer der Röhre bei Anwendung hoher Anodengleichspannungen zurückgeht. Das gilt besonders im Bereich hoher Frequenzen und hängt mit dem dann stärkeren Abbau der Emmissionsschicht der Kathode zusammen. **Bild 1** zeigt den Zusammenhang zwischen Anodengleichspannung und Lebensdauer bei einer Frequenz von etwa 2,5 GHz und einem Kathoden-Gleichstrom von rund 100 mA. Danach sollte man Anodengleichspannungen über 800 V nur anwenden, wenn man auf

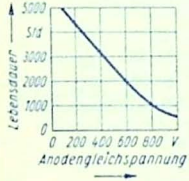


Bild 1

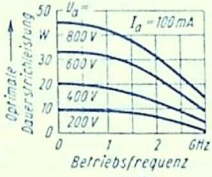


Bild 2

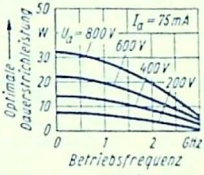


Bild 3

die Lebensdauer keinen besonderen Wert zu legen braucht. Im allgemeinen reichen niedrige Anodengleichspannungswerte aus, weil die Röhren 2 C 39 A und 2 C 39 BA schon mit niedrigen Anodengleichspannungen bemerkenswert hohe Hf-Leistungen ergeben. Die **Bilder 2** und 3 zeigen das für die Röhre 2 C 39 BA. In ihnen ist für verschiedene Anodengleichspannungen als Funktion der Frequenz die Hf-Leistung aufgetragen, die sich bei optimaler Anpassung sowie optimaler Einstellung der Rückkopplung und des Gitter-Kathoden-Kreises ergibt.

Kathodenstrom

Der Kathodenstrom ist im Betrieb die Summe aus einem Gleichstrom und einem Wechselstrom. Der quadratische Mittelwert der Summe beider Ströme ist der **Kathoden-Effektivstrom**. Sowohl dieser Strom-Effektivwert I_{keff} wie auch der maximale Augenblickswert (Spitzenwert) I_{ksp} des Kathodenstromes sind einer unmittelbaren Messung schwer zugänglich. Beide Stromwerte ermittelt man aus dem meßbaren Kathoden-Gleichstrom I_{kgl} und aus der Betriebsart. Unter dem Kathoden-Gleichstrom ist hier der Wert zu verstehen,

der mit einem Gleichstrom-Instrument meßbar ist. In der folgenden Tabelle sind für die Betriebsarten A, B und C der Stromflußwinkel und das Verhältnis des Kathoden-Effektivstromes zum Kathoden-Gleichstrom sowie das Verhältnis des Kathodenstrom-Scheitelwertes zum Kathoden-Gleichstrom angegeben.

Betriebsart	Stromflußwinkel	$\frac{I_{keff}}{I_{kgl}}$	$\frac{I_{ksp}}{I_{kgl}}$
A-Betrieb	180°	1,2	2
B-Betrieb	90°	1,6	3,3
C-Betrieb	60°	1,9	5

Die **Bilder 4, 5 und 6** veranschaulichen die drei Betriebsarten und den dazu gehörenden zeitlichen Verlauf des Kathodenstromes. Der **Stromflußwinkel** ist die Hälfte der Dauer des Stromflusses, ausgedrückt in Winkelgraden, wobei die Gesamt-Periode mit 360° gleichgesetzt ist. Bei A-Betrieb fließt ein Strom während der ganzen Periode (360°). Folglich gehört zum A-Betrieb der Stromflußwinkel $\frac{1}{2} \cdot 360° = 180°$. Bei B-Betrieb fließt ein Strom während einer Halbwelle der Periode. Somit beträgt der Stromflußwinkel bei B-Betrieb $\frac{1}{2} \cdot 180° = 90°$. Bei C-Betrieb ist der Stromflußwinkel stets kleiner als 90°. Sein Wert hängt bei C-Betrieb im übrigen von den Betriebsbedingungen ab.

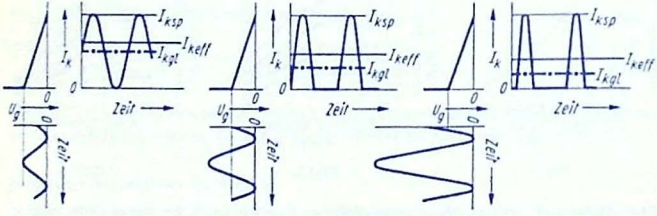


Bild 4 Bild 5 Bild 6

Die Praxis hat ergeben, daß es zweckmäßig ist, den Kathoden-Effektivstrom auf einen bestimmten Höchstwert zu begrenzen. Erfahrungsgemäß soll mit Rücksicht auf die Lebensdauer der auf die wirksame Kathodenoberfläche bezogene spezifische Kathoden-Effektivstrom den Wert 350 mA/cm² nicht übersteigen. Da die Röhren 2 C 39 A und 2 C 39 BA emittierende Kathodenflächen von 0,5 cm² haben, ergibt sich ein höchstzulässiger Wert des Kathoden-Effektivstromes von 175 mA. Mit diesem Wert folgt aus der vorstehenden Tabelle, daß der Kathoden-Gleichstrom für B-Betrieb 110 mA nicht übersteigen darf. Besonders wichtig ist es bei Impulsbetrieb, den höchstzulässigen Wert des Kathoden-Effektivstromes nicht zu überschreiten, da hier der Unterschied zwischen Kathoden-Gleichstrom und Kathoden Effektivstrom sehr groß werden kann. Das Verhältnis des Kathoden-Effektivstromes sowie des Kathoden-Spitzenstromes zum gemessenen Kathoden-Gleichstrom sind für Impulsbetrieb mit rechteckigen Impulsen aus der folgenden

Tabelle ersichtlich, worin τ das Tastverhältnis, d. h. das Verhältnis der Impulsdauer zur Pulsperiode bedeutet.

Betriebsart	Stromflußwinkel	$\frac{I_{keff}}{I_{kgl}}$	$\frac{I_{ksp}}{I_{kgl}}$
A-Betrieb	180°	$\frac{1{,}2}{\sqrt{\tau}}$	$\frac{2}{\tau}$
B-Betrieb	90°	$\frac{1{,}6}{\sqrt{\tau}}$	$\frac{3{,}3}{\tau}$
C-Betrieb	60°	$\frac{1{,}9}{\sqrt{\tau}}$	$\frac{5}{\tau}$

Als maximal zulässiger Scheitelwert des Kathodenstromes kann für die Röhren 2 C 39 A und 2 C 39 BA für eine Impulsdauer bis maximal 3 µs ein Richtwert von 5 A angenommen werden.

Frequenz und Heizspannung

Bei Betrieb der Röhren 2 C 39 A und 2 C 39 BA mit Frequenzen oberhalb 400 MHz ergeben sich im Gitter-Kathoden-Raum merkliche Elektronen-Laufzeiten. Das bedeutet: Die Gitter-Hf-Spannung wechselt bereits während der Zeit des Überganges der Elektronen von der Kathode nach der Gitterebene von positiven zu negativen Werten. Dadurch kann ein Teil der unterwegs befindlichen Elektronen die Gitterebene nicht mehr erreichen. Aufgrund des Vorzeichenwechsels der Hf-Spannung werden diese Elektronen zur Umkehr gezwungen und unter Aufnahme von Energie aus dem Hf-Feld zur Kathode zurückgeworfen. Die so aufgenommene Energie wird an die Kathode als Wärme abgegeben.

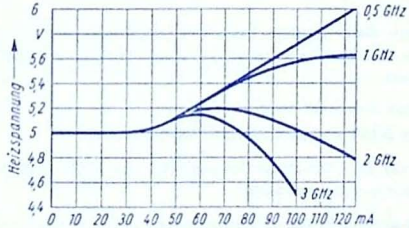


Bild 7

Die Folge ist eine erhöhte Kathoden-Temperatur. Das könnte zu einem verstärkten Abdampfen der Emissionsschicht führen und die Lebensdauer verkürzen. Dieser unerwünschte Effekt läßt sich dadurch ausgleichen, daß man die Heizspannung nach Einsetzen der Schwingungen herabsetzt. **Bild 7** zeigt für verschiedene Werte der Schwingfrequenz als Funktion des Kathoden-Gleichstromes die einzustellende Heizspannung. Wie Bild 7 erkennen läßt, sollte man die Heizspannung, deren Nennwert 6,3 V beträgt, auch unabhängig von der Frequenz herabsetzen, wenn mit geringeren Kathodengleichstrom-Werten gearbeitet wird.

PC 88, Pico 9-Röhre für 400 ... 1000 MHz

Übersicht

Die PC 88 ist eine UHF-Triode in Pico 9-Ausführung für Gitterbasisschaltung. Sie unterscheidet sich von der PC 86 unter anderem durch einen kleineren $c_{a\,k+f}$-Wert (0,055 pF gegen 0,25 pF) sowie durch eine geringere Gitter-Zuleitungs-Induktivität (0,5 nH gegen 0.9 nH).

Das **Bild 1** zeigt die hierzu gehörende Ersatzschaltung der Triode mit Eingangs- und Ausgangs-Leitungskreis, mit Generator am Eingang und Belastung am Ausgang sowie mit Kathoden- und Anoden-Zuleitungs-Induktivität.

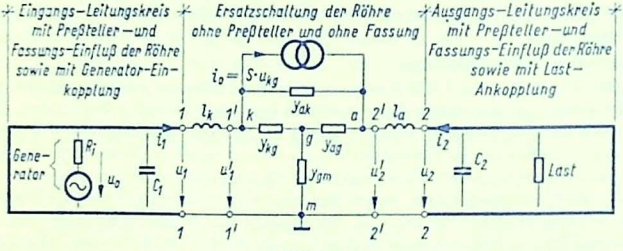


Bild 1

Die für die Elemente dieser Schaltung geltenden Beziehungen sind nachstehend angegeben. Außerdem ist eine Tabelle angefügt, die einen Vergleich zwischen der PC 88 und der PC 86 ermöglicht.

Bedeutung der in Bild 1 eingetragenen Schaltelemente

y_{ak} die Summe aus dem komplexen Innenleitwert der Röhre und dem Leitwert der Anoden-Kathoden-Systemkapazität

y_{kg} Summe aus dem elektronischen Eingangsleitwert y_{el} und dem Leitwert der Kathoden-Gitter-Systemkapazität sowie der Raumladungskapazität $\triangle\, c_{gk}$

y_{ag} Leitwert der Anoden-Gitter-Systemkapazität

y_{gm} Leitwert der Gitter-Zuleitungs-Induktivität

C_1 am Eingangs-Leitungskreis zusätzlich wirksame Kapazität, bedingt durch Preßteller und Fassung der Röhre

C_2 am Ausgangs-Leitungskreis zusätzlich wirksame Kapazität, bedingt durch den Preßteller und die Fassung der Röhre.

Leitwertparameter für den Vierpol 1'1' ... 2'2' von Bild 1

Es handelt sich hier um die Ersatzschaltung des Röhrensystems, worin von den Zuleitungs-Induktivitäten nur die Zuleitungs-Induktivität für das Gitter l_g einbezogen ist. Hierfür gelten mit

$$\nu_{1'1'} = \left(\frac{i_1}{u_{1'}}\right)_{u_{2'}=0} \qquad \nu_{1'2'} = \left(\frac{i_1}{u_{2'}}\right)_{u_{1'}=0}$$

$$\nu_{2'1'} = \left(\frac{i_2}{u_{1'}}\right)_{u_{2'}=0} \qquad \nu_{2'2'} = \left(\frac{i_2}{u_{2'}}\right)_{u_{1'}=0}$$

$$\nu_{gm} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot l_g}$$

$$z = \frac{1}{\nu_{gm} + \nu_{kj} + \nu_{ag}}$$

$$\nu_{1'1'} = \nu_{ak} + z \cdot (\nu_{gm} + \nu_{ag}) \cdot (\nu_{kg} + S)$$

$$\nu_{1'2'} = -\nu_{ak} - z \cdot \nu_{ag} \cdot (\nu_{kg} + S)$$

$$\nu_{2'1'} = -\nu_{ak} - z \cdot [\nu_{ag} \cdot \nu_{kg} + S \cdot (\nu_{gm} + \nu_{ag})]$$

$$\nu_{2'2'} = \nu_{ak} + z \cdot \nu_{ag} \cdot (\nu_{gm} + \nu_{kg} + S)$$

Leitwert-Parameter für den Vierpol 11 - 22

Es handelt sich nun um den Vierpol, in dem auch die Zuleitungs-Induktivitäten der Kathode l_k und der Anode l_a berücksichtigt sind.

Mit $M = \nu_{1'1'} \cdot \nu_{2'2'} - \nu_{1'2'} \cdot \nu_{2'1'}$

und $N = 1 + j \cdot \nu_{1'1'} \cdot \omega \cdot l_k + j \cdot \nu_{2'2'} \cdot \omega \cdot l_a - M \cdot \omega^2 \cdot l_a \cdot l_k$

bestehen für die hierzu gehörenden ν-Parameter folgende Beziehungen:

$$\nu_{11} = \frac{\nu_{1'1'} + j \cdot M \cdot \omega \cdot l_a}{N} \qquad \nu_{12} = \frac{\nu_{1'2'}}{N}$$

$$\nu_{21} = \frac{\nu_{2'1'}}{N} \qquad \nu_{22} = \frac{\nu_{2'2'} + j \cdot M \cdot \omega \cdot l_k}{N}$$

Meßwerte

In der folgenden Tabelle sind Meßwerte einiger Exemplare der Röhren PC 88 und PC 86 einander gegenübergestellt.

Formelzeichen	Bezeichnung	PC 88	PC 86
U_b	Anoden-Speisespannung, einschließlich Spannung am Kathodenwiderstand	160 V	175 V
I_a	Anoden-Gleichstrom	12,5 mA	12 mA
R_k	Kathodenwiderstand	100 Ω	125 Ω
S	Steilheit	13,5 mA/V	14 mA/V
μ	Verstärkungsfaktor	65	70
φ_{S100}	Phasenwinkel der Steilheit für 100 MHz	− 5°	− 7°
$\triangle c_g$	Raumladungskapazität	1,4 pF	2 pF
$c_{g/a}$	Gitter-Anoden-Kapazität	1,2 pF	2 pF
$c_{a/k}$	Anoden-Kathoden-Kapazität	0,045 pF	0,2 pF
$c_{g\,k}$	Gitter-Kathoden-Kapazität	3,2 pF	3,6 pF
mit äußerer Abschirmung S am Gitter:			
$c_{a/g+S}$		1,7 pF	3,1 pF
$c_{g+S/k+f}$		3,8 pF	4,2 pF
$c_{a/k+f}$		0,055 pF	0,25 pF
l_g	Gitterzuleitungs-Induktivität	0,5 nH	0,9 nH
l_a	Anodenzuleitungs-Induktivität	6,5 nH	3,9 nH
l_k	Kathodenzuleitungs-Induktivität	7,2 nH	4,5 nH
f_{ag}	Ausgangs-Kurzschlußresonanzfrequenz	1,7 GHz	1,4 GHz
g_{el100}	Realteil des elektronischen Eingangsleitwertes bei 100 MHz	0,1 mS	0,1 mS
r_{aeq}	äquivalenter Rauschwiderstand	240 Ω	230 Ω
g_{n100}	zusätzlicher Rauschleitwert bei 100 MHz	0,4 mS	0,5 mS
f_{NR}	Frequenz für Re $(y_{a/k'}) = 0$	815 MHz	440 MHz
f_{NI}	Frequenz für Im $(y_{a/k'}) = 0$	730 MHz	800 MHz

Imaginärteil des Ausgangs-Leitwertes der PC 88

Bild 2 zeigt als Funktion der Frequenz den Imaginärteil des Ausgangsleitwertes für den von der Röhre PC 88, einschließlich ihrer Zuleitungs-Induktivitäten, dargestellten Vierpol, und zwar mit den Werten der in der Tabelle angegebenen Zuleitungs-Induktivitäten l_a und l_g

für den theoretischen Fall
(ohne Preßteller-, Fassungs- und Schaltkapazität, also $C_2 = 0$) sowie

für den in der Praxis gegebenen Fall
($C_2 = 2$ pF)

Die Abweichung der letztgenannten Kurve von der für $l_a = 0$, $l_g = 0$ und $C_2 = 2$ pF geltenden Gerade veranschaulicht den transformierenden Einfluß der Zuleitungs-Induktivitäten l_a und l_g.

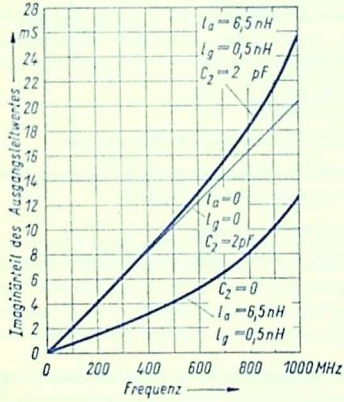


Bild 2

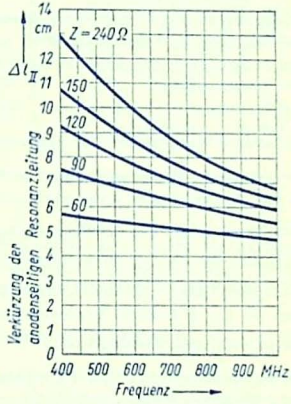


Bild 3

Verkürzung der anodenseitigen Resonanzleitung durch die PC 88

In **Bild 3** ist als Funktion der Frequenz die Verkürzung Δl_{II} der anodenseitigen Resonanzleitung gegenüber einem Viertel der Wellenlänge dargestellt, und zwar für

verschiedene Leitungs-Wellenwiderstände Z und

den durch die obere Kurve von Bild 2 gegebenen Imaginärteil des Ausgangsleitwertes.

Zum Beispiel beträgt die Verkürzung $\Delta l_{II} = 5{,}3$ cm für einen Leitungs-Wellenwiderstand $Z = 60\ \Omega$ bei 600 MHz.

Störspannungs- und Störstrahlungsmessungen an Rundfunk- und Fernsehempfängern

Vorbemerkung

Die Fernseh- und Rundfunk-Genehmigungen sind daran gebunden, daß das benutzte Empfangsgerät die von der Deutschen Bundespost festgelegten Störspannungs- und Störstrahlungs-Grenzwerte einhält. Über das Verfahren, nach dem das Einhalten dieser Grenzwerte für einen Empfangsgeräte-Typ bescheinigt wird, gibt das Fernmeldetechnische Zentralamt, 6100 Darmstadt, Rheinstr. 110, verbindliche Auskunft. In diesem Beitrag sind die wesentlichen Punkte der Bedingungen kurz behandelt. Mittel und Wege zum Vermindern der Störungen werden jedoch nicht angegeben.

Quellen der gegenseitigen Störungen von Empfängern

Als Quellen von Empfangsstörungen kommen in den Empfängern in Frage: der Empfänger-Oszillator, die Ablenkgeneratoren der Fernsehgeräte sowie die Zwischenfrequenz- und Demodulatorstufen, wobei nicht nur die Grundwelle, sondern auch deren Harmonische stören können.

Mittel zum Herabsetzen der gegenseitigen Störungen der Empfänger

Die Einflüsse der Störungen, die aus Empfängern stammen und den Empfang mit anderen Geräten beeinträchtigen, lassen sich durch folgende Mittel abschwächen:

- Mindern der von den Empfängern abgegebenen Störungen.
- Erhöhen der Nutzfeldstärke für den Empfang durch entsprechende Senderplanung.
- Verbessern der Empfangsantennenanlagen.

Die prinzipiellen Meßmethoden

Die Meßmethoden sind durch die Art der Störungsausbreitung bestimmt, die von der Wellenlänge der Störung abhängig ist.

Grundsätzlich breiten sich Störungen längs der Netzleitungen sowie auch als Strahlung in den freien Raum hinein aus. Bei Wellen, die im Vergleich zu den Geräteabmessungen und den Leitungen lang sind, überwiegt die leitungsgebundene Störung. Mit kürzer werdender Wellenlänge nimmt die Strahlung laufend an Bedeutung zu. Erfahrungsgemäß kann man bei etwa 30 MHz die Trennungslinie zwischen den beiden Ausbreitungsarten ziehen. Demgemäß mißt man die Störung unterhalb 30 MHz als Spannung gegen Erde. Oberhalb 30 MHz bestimmt man die Strahlung der Geräte mittels einer Feldstärkemessung.

Wegen des Einflusses der Abmessungen der Geräte auf die Störwirkung sollen Geräte nur komplett (mit allem Zubehör in das Gehäuse eingebaut) gemessen werden.

Messen der Störspannung an Rundfunkempfängern im MW- und LW-Bereich

Bild 1 zeigt die Meßanordnung. Der Empfänger, dessen Störspannungen zu kontrollieren sind, wird eingangsseitig über Nachbildungen der Antenne und der Erdleitung mit einem Widerstand von 60 Ω abgeschlossen. Man speist den Empfänger aus dem Netz über eine Hf-Netznachbildung.

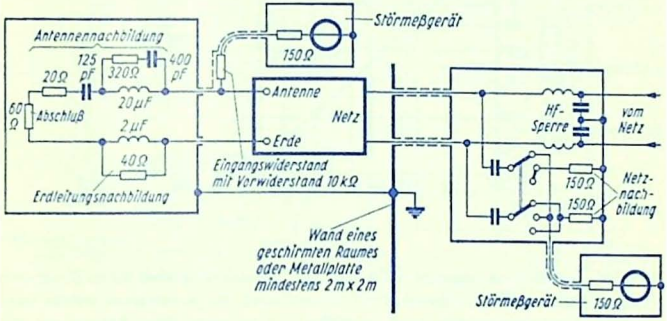


Bild 1

Die **Nachbildungen der Antenne und der Erdleitung** sollen die für die praktische Anwendung charakteristischen Fälle mit ihren elektrischen Werten darstellen. Der Abschlußwiderstand von 60 Ω wird zu Störspannungsmessungen auf dem Zwischenfrequenzgebiet durch einen Prüfgenerator mit einem Innenwiderstand von 60 Ω ersetzt, der eine unmodulierte Hf-Signalspannung passender Frequenz von 5 mV liefert.

Mit der **Netznachbildung** werden, in bezug auf die Hochfrequenz, für den Anschluß des Empfängers an das Netz einheitliche Verhältnisse geschaffen: An Stelle der in weiten Grenzen schwankenden Hf-Widerstände der Versorgungsnetze ist in der Nachbildung für jede der beiden Leitungen ein Widerstand von 150 Ω gegen Erde vorgesehen. Der Kondensator, der vor jedem dieser Widerstände liegt, dient als Netzstromsperre. Seine Reaktanz muß bei 150 kHz noch klein gegen 150 Ω sein. Dem entspricht eine Kapazität von ungefähr 0,1 µF.

Die Hf-Sperre, die aus zwei Drosselspulen und zwei Kondensatoren zusammengesetzt ist, riegelt den Empfänger gegen das Netz für Hochfrequenz ab. Die Reaktanz der Drosselspule muß bei 150 kHz groß gegen 150 Ω sein. Dazu gehört eine Induktivität von etwa 1 mH. Die Kapazitäten der Hf-Sperre können mit rund 0,01...0,1 µF bemessen werden.

Durch den doppelpoligen Umschalter kann an Stelle eines jeden der beiden 150-Ohm-Widerstände das Störmeßgerät eingefügt werden, dessen Eingangswiderstand ebenfalls auf 150 Ω abgeglichen sein soll. Für die an der Netznachbildung gemäß Bild 1 gegen Erde meßbaren Hf-Spannungen gelten für den Lang- und den Mittelwellenbereich die in Bild 2 aufgetragenen Grenzwerte.

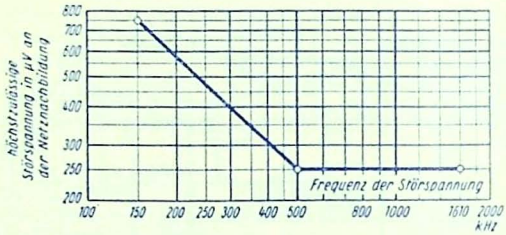


Bild 2

Für die an der Antennennachbildung auftretende Störspannung sind keine Grenzwerte festgelegt. Man bemüht sich jedoch, diese Störspannung, die so gemessen werden kann, wie das in Bild 1 oben angedeutet ist, möglichst klein zu halten. Beim Ablesen der Störspannung ist die Spannungsteilung zwischen dem in Bild 1 eingezeichneten Vorwiderstand (10 kΩ) und dem Innenwiderstand des Störmeßgerätes (150 Ω) zu beachten.

Für die weiteren Leitungsanschlüsse (Schallplattenablaster, Anschluß für Magnetbandgerät und Anschluß für zweiten Lautsprecher) gelten ebenfalls die in Bild 2 eingetragenen Grenzwerte. Gemessen werden die Spannungen an diesen Anschlüssen gegen Erde, und zwar mit dem Störmeßgerät, dessen Eingangswiderstand 150 Ω beträgt.

Messen der Störspannung an Fernsehempfängern

Die Meßanordnung ist durch **Bild 3** veranschaulicht. Hier handelt es sich im wesentlichen um Störspannungen, die im Zeilenablenkteil des Empfängers ihre Ursache haben. Einwandfreie Meßergebnisse setzen ein exakt synchronisiertes Bild mit üblichem Bildinhalt einer Fernsehsendung voraus. Elektronisch erzeugte Testbilder eignen sich für diesen Zweck nicht.

Der als Störmeßgerät benutzte Meßempfänger muß eine ausreichende Selektivität aufweisen. Bei der großen Dichte der Störfrequenzen könnten sonst Fehlmessungen (z.B. durch Kreuzmodulation) zustande kommen.

Gemessen wird hier — außer an den beiden Netzleitungen — am Empfängereingang und, falls vorhanden, auch an der Erdleitung. Um für den Eingang einheitliche Verhältnisse zu schaffen, verwendet man die in Bild 3 gezeigte Schaltung. Die beiden Viertelwellenleitungen ermöglichen den Anschluß des Störmeßgerätes sowie die Erdung ohne Kurzschluß für die symmetrische Fernseh-Signalspannung. Die untere Viertelwellen-

leitung in Bild 3 dient der Erdung der Antennenleitung. Die obere Viertelwellenleitung ermöglicht die Abnahme der zu messenden Störspannung.

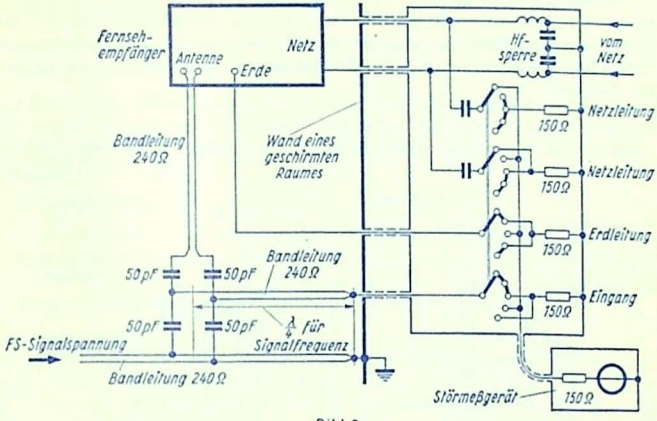


Bild 3

In **Bild 4** sind die höchstzulässigen Werte der nach Bild 3 an dem Eingang gegen Erde gemessenen Störspannungen für den Lang- und den Mittelwellenbereich aufgetragen. Für die Meßwerte an den beiden Netzleitungen sowie an der Erdleitung gelten die höchstzulässigen Werte, die durch Bild 2 festgelegt sind.

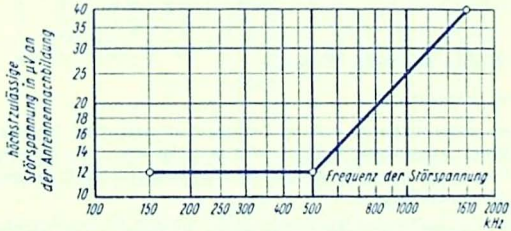


Bild 4

Messen der Störstrahlung

Solche Messungen werden an Empfängern vorgenommen, die Störstrahlungen mit Frequenzen über 30 MHz erzeugen können. Gemessen wird mit einem als gestreckter Halbwellendipol ausgebildeten Meßdipol.

Der Meßdipol speist das Feldstärkemeßgerät. Die Meßentfernung beträgt 30 m. Im Frequenzbereich von 470...790 MHz kann sie auf 10 m herabgesetzt werden.

Im Frequenzbereich bis 300 MHz wird die Feldstärke in 3 m Höhe über dem Erdboden gemessen. Im Frequenzbereich über 300 MHz gilt für die Feldstärke das erste über dem Erdboden meßbare Maximum. Zu dessen Messung genügt bei 30 m Abstand eine maximale Höhe des Meßdipols von 5 m, bei 10 m Abstand eine maximale Höhe von 3 m über dem Erdboden.

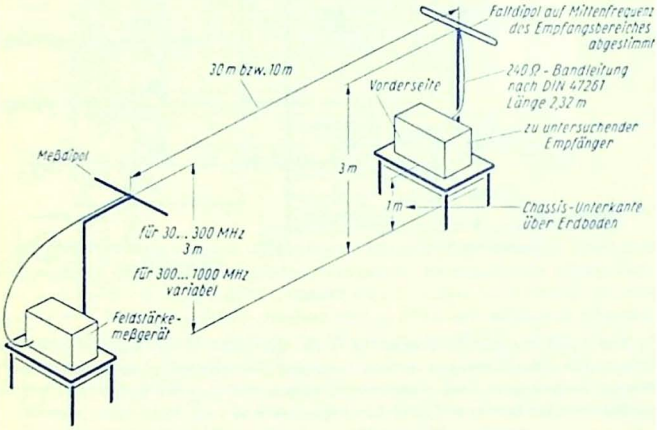


Bild 5

Gemessen wird der zu prüfende Empfänger

a) mit seiner Einbauantenne,

b) mit einem auf die Mitte des jeweils am Empfänger eingeschalteten Frequenzbereiches abgestimmten waagerechten Faltdipol in 3 m Höhe über dem Erdboden, wobei dieser Faltdipol an den Empfänger mit einer 2,32 m langen 240 Ω-Bandleitung nach DIN 47 261 angeschlossen ist,

c) mit einer gegenüber b) verlängerten Bandleitung (Verlängerung für die Bereiche I...IV entsprechend dem Bereich, in dem die Störfrequenz liegt, 1 m, 68 cm, 33 cm, 10 cm).

Dabei muß die Chassis-Unterkante des Empfängers 1 m über dem Erdboden liegen und seine Vorderseite dem Feldstärkemeßgerät zugekehrt sein (**Bild 5**).

Die Feldstärke bestimmt man mit horizontalem und vertikalem Meßdipol. Die am Feldstärkemeßgerät gemessene Feldstärke wird durch Drehen des an den Empfänger ange-

schlossenen Faltdipols auf das jeweilige Maximum gebracht. Bei Messung mit Einbauantenne oder, falls nicht vorhanden, bei offenem Antennenanschluß, wird das Gerät um eine senkrechte Achse gedreht, und zwar einmal normal stehend und einmal auf der Rückseite liegend. Als Prüfergebnis gilt der höchste aller Meßwerte.

Bei einpolig angeschlossenem Faltdipol sind die Antennen- und Erdanschlüsse für andere Wellenbereiche, z. B. Mittelwellen, ebenfalls auf Störfreiheit zu prüfen.

Bild 6 enthält die höchstzulässigen Werte der Störfeldstärke als Funktion der hierzu gehörenden Frequenz für einen Abstand von 30 m. Man beachte, daß in einzelnen Frequenzabschnitten je nach Ursache der Störfeldstärke verschiedene höchstzulässige Werte gelten.

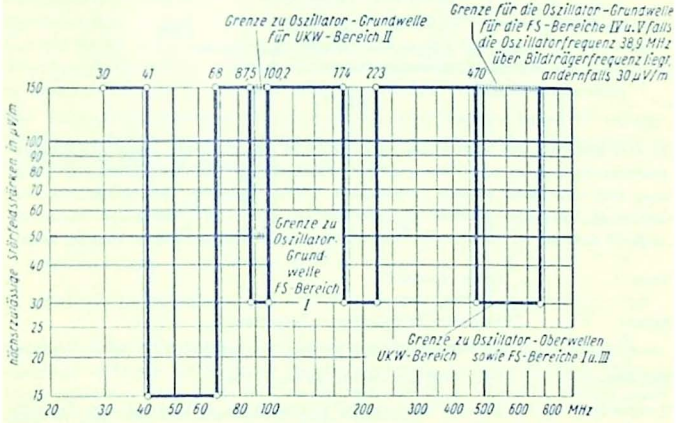


Bild 6

Während die Grenzwerte für die Bereiche I ... III als Feldstärke festgelegt sind, ist für die Bereiche IV und V prinzipiell die effektive Störstrahlungsleistung begrenzt.

Weil es im Grunde auf die effektive Störstrahlungsleistung ankommt, sind die in Bild 6 eingetragenen Feldstärken nur als die entsprechenden Richtwerte zu betrachten, die in einer einwandfreien Meßanordnung gemessen werden. Die in Bild 6 oben rechts eingetragene Grenze gilt nur, wenn die Oszillatorfrequenz 38,9 MHz über der Bildträgerfrequenz liegt. Andernfalls beträgt der Grenzwert hierfür 30 µV/m. Näheres siehe VDE 0871 Teil 1/I:59, weitere Angaben zu Störspannungsmessungen und Störfeldstärkemessungen siehe VDE 0877 Teil 1 und Teil 2.

Der höchstzulässige Störfeldstärke-Wert, der zur Oszillatorgrundwelle von FS-Empfängern, die im Bereich III arbeiten, gehört, hängt von der Lage der Frequenz innerhalb anderer FS-Kanäle so ab, wie **Bild 7** das zeigt.

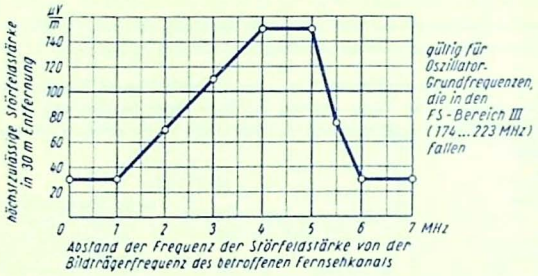


Bild 7

Je nach Bedürfnis und technischem Stand gelten in den einzelnen Staaten voneinander abweichende Bestimmungen. Die nach den verschiedenen Verfahren erhaltenen Ergebnisse sind nicht ohne weiteres vergleichbar. Daher sollte im Zweifelsfall stets nach dem jeweils geltenden Verfahren gemessen werden. Die Anschriften einiger Stellen, die Auskunft über die im betreffenden Land gültigen Bestimmungen geben können, lauten:

Land	Stelle, Anschrift
Belgien	Regie des Telegraphes et Telephones, Direction des Radiocommunications, 42, Rue des Palais, Bruxelles
Deutschland	FTZ, 6100 Darmstadt, Rheinstr. 110
Frankreich	L'Union technique de l'Electricité, 54, Avenue Marceau, Paris (8^{e})
Finnland	OY Yleisradio Ab Informations-Abt. Bulevardi 7 a 3, HELSINKI
Großbritannien	BREMA 59, Russell Square, London W. C. 1
Italien	Institut Elettrotecnico Nazionale „G. Ferraris" Torino (Turin)
Niederlande	NEC Den Haag, Postbus 70
Norwegen	Norges Elektriske Materiellkontroll, Oslo
Schweden	SEK Stockholm 3, Box 3295
Spanien	Dirección General de Radiodifusión Televisión, Avenida del Generalísimo 39, Madrid
USA	FCC Washington 25, D. C.

Gittervorspannung durch Gitterableitwiderstand erzeugt

Anwendung

Die durch den Gitterstrom an einem Gitterableitwiderstand erzeugte Gittervorspannung ermöglicht es, die Kathode der indirekt geheizten Röhre unmittelbar an Masse zu legen. Damit läßt sich der Isolationsbrumm vermeiden, der in Nf-Eingangsstufen stören könnte.

Diese Gittervorspannung beträgt im allgemeinen etwa $-0{,}6$ V ... $-1{,}2$ V. Sie erlaubt damit in Nf-Vorstufen mit Signal-Steuerspannungen bis zu etwa 200 mV Effektivwert zu arbeiten. Übersteigt der Spitzenwert der Signalspannung diese Gittervorspannung, so wird durch Spitzengleichrichtung eine zusätzliche Gittervorspannung erzeugt.

Elektronenübergang von der Kathode auf das Gitter

Über eine äußere leitende Verbindung zwischen Gitter und Kathode einer Elektronenröhre fließt auf Grund der thermischen Elektronenemission der Kathode ein Strom. Diesen nennt man **Gitter-Anlaufstrom.** Er hat seine Ursache darin, daß die Elektronen aus der geheizten Kathode mit von Null verschiedenen Geschwindigkeiten austreten.

Einer Elektronengeschwindigkeit im Vakuum kann eine Spannung zugeordnet werden. Die Geschwindigkeit v eines durch die Spannung U von der Geschwindigkeit Null aus beschleunigten Elektrons ist nämlich gegeben mit:

$$v = \sqrt{2 \cdot \frac{q}{m} \cdot U} \quad \text{oder} \quad \frac{v}{\text{km/s}} \approx 594 \sqrt{\frac{U}{\text{V}}}$$

q Elementarladung $= 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ A · s

m Ruhemasse des Elektrons $= 0{,}91 \cdot 10^{-27}$ g $= 0{,}91 \cdot 10^{-34} \frac{\text{W} \cdot \text{s}^3}{\text{cm}^2}$

Auf Grund ihrer Austrittsgeschwindigkeiten können die von der Kathode emittierten Elektronen nicht nur bei fehlender Spannung zwischen Gitter und Kathode, also bei kurzgeschlossener Gitter-Kathoden-Strecke, nach dem Gitter übergehen, sondern sogar gegen geringe negative Gitterspannungen anlaufen.

Messung der Abhängigkeit des Anlaufstromes von der Gitterspannung

Bild 1 zeigt die Meßschaltung. Voraussetzung für einwandfreie Ergebnisse ist, daß auf den Strommesser keine nennenswerte Teilspannung entfällt. Hier interessieren Ströme bis zu etwa 100 nA $= 10^{-7}$ A $= 0{,}1$ µA und Spannungen ab etwa 0,3 V. Dem entspricht ein Mindestwert des Gleichstrom-Eingangswiderstandes der Röhre von 3 MΩ. Der Strommesserwiderstand muß hiergegen klein sein, was schon mit etwa 100 kΩ ausreichend erfüllt ist.

Bild 2 veranschaulicht eine mit der Schaltung nach Bild 1 gewonnene Gitterstrom-Kennlinie. Der Gitterstrom steigt mit abnehmendem Betrag der negativen Gitterspannung exponentiell an. Exponentieller Anstieg bedeutet, daß jede Verminderung der negativen Gitterspannung um jeweils den gleichen Betrag einen Stromanstieg um jeweils den gleichen Faktor bewirkt.

Wahlt man als solchen Faktor die Zahl $e = 2{,}718\ldots$, so bekommt man als zugehörige Betrag der Gitterspannungsverschiebung die „Temperaturspannung" U_T.

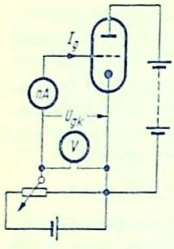


Bild 1

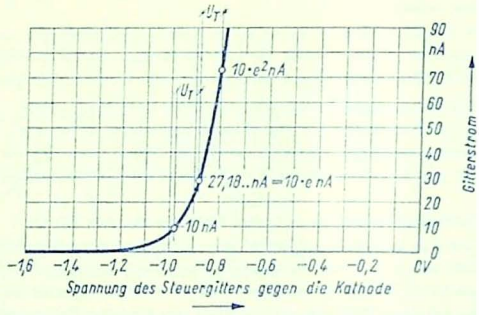


Bild 2

Die **Temperaturspannung** U_T ist eine Gleichspannung mit dem Wert, der erforderlich wäre, um ein Elektron auf die Geschwindigkeit v_T zu beschleunigen. Dabei bedeutet v_T die zum Maximum der Häufigkeitsverteilung gehörende Emissionsgeschwindigkeit der Elektronen, die aus einer Kathode bei deren Temperatur T emittiert werden. Es ist

$$v_T^2 = 2 \cdot \frac{k}{m} \cdot T \qquad \text{(Emission)}$$

$$v_T^2 = 2 \cdot \frac{q}{m} \cdot U_T \qquad \text{(Beschleunigung)}$$

Daraus folgt:

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q}$$

mit

k Boltzmannkonstante
m Elektronen-Ruhemasse
q Elektronenladung

Mit U_T und mit

I_{sat} Sättigungsstrom

ist der zu der Gleichspannung U (hier U_{gk}) gehörende Gleichstrom I (hier I_g)

$$I_g = I_{sat} \cdot \exp \frac{U_{gk}}{U_T} \qquad \text{für } U_{gk} < 0$$

Die hier in Betracht kommenden Werte der Temperaturspannung liegen etwa zwischen 0,09 V und 0,15 V.

Gitterstrom und Gitterableitwiderstand

In der Schaltung nach **Bild 3** liegt zwischen Gitter und Kathode der ohmsche Gitterwiderstand R_g. Für ihn ist der Zusammenhang zwischen Spannung und Strom linear, wozu als Kennlinie eine Gerade gehört.

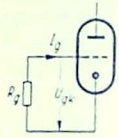


Bild 3

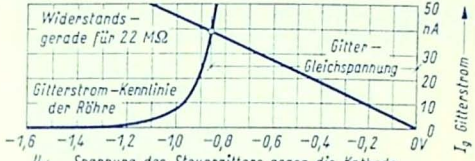


Bild 4

Bild 4 enthält außer dem unteren Teil der Gitterstromkennlinie von Bild 2 die Widerstandsgerade für einen Widerstand R_g von 22 MΩ. Daß für diese Widerstandsgerade der Strom positiv und die Spannung negativ eingetragen ist, folgt aus den mit den Richtungspfeilen von Bild 1 und 3 festgelegten Zählrichtungen.

Widerstandsgerade und Gitterstromkennlinie der Röhre schneiden sich. Zum Schnittpunkt gehört die Gittergleichspannung, die hier aufgrund des Gitterstromes als Gittervorspannung der Röhre auftritt.

Gitterstrom-Kennlinien der gebräuchlichen Röhren

Bild 5 enthält Beispiele für die mittleren Gitterstrom-Kennlinien der z. Z. wichtigsten, in

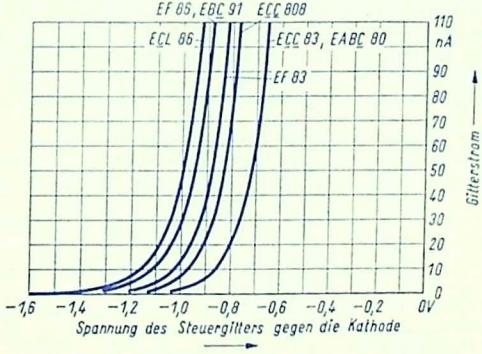


Bild 5

Anfangsstufen benutzten Röhren. Die unterschiedliche Lage der Kennlinien ist bedingt

durch Verschiedenheiten des Aufbaus der Röhrensysteme, der Materialien und des Wertes der angewendeten Anodenspannung.

Bild 6 zeigt diese Kennlinien für logarithmischen Strommaßstab.

Man verwendet Gitterableitwiderstände mit sehr hohen Werten (üblicherweise 10 MΩ und 22 MΩ). Die dafür geltende aus den „Technischen Daten" zu entnehmende obere Grenze (z. B. 22 MΩ) ist durch den Isolationswiderstand zwischen Anode und Steuergitter bzw. Schirmgitter und Steuergitter gezogen.

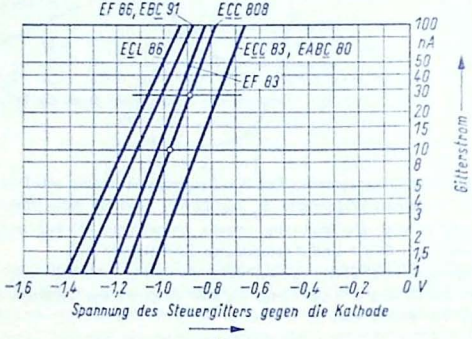


Bild 6

Für die Gitterstrom-Kennlinien gelten erhebliche Exemplarstreuungen. Diese sind bedingt durch die **Kontaktspannung** des Gitters gegen die Kathode. Darunter versteht man hier die durch die Elementarladung geteilte Differenz zwischen den in Elektronenvolt gemessenen Austrittsarbeiten für die Elektronen aus Kathode und Gitter. Die Austrittsarbeit der Elektronen aus der Kathode ist einigermaßen definiert. Die Austrittsarbeit der Elektronen aus dem Gitter wird durch Ablagerungen auf der Oberfläche der Gitterdrähte beeinflußt. Solche Ablagerungen ergeben sich z.B. beim Gettern der Röhre.

Betrieb einer Stufe mit gitterstrombedingter Vorspannung

Der Gitterstrom hängt von der Gitterspannung exponentiell ab. Der differentielle Eingangswiderstand der Röhre ist somit bei weitem nicht konstant. **Bild 7** zeigt, wie man

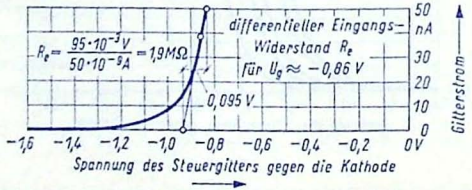


Bild 7

diesen Signal-Eingangswiderstand aus der Gitterstrom-Kennlinie für jeweils einen ihrer Punkte ermitteln kann.

Wegen des exponentiellen Verlaufes der Gitterstromkennlinie ist der differentielle Eingangswiderstand der Röhre etwa gleich dem Verhältnis der „Temperaturspannung" zum Gittergleichstrom. Der Gittergleichstrom steigt mit abnehmendem Betrag der (negativen) Gitterspannung exponentiell an. Folglich hängt der Eingangswiderstand der Röhre für den Fall, in dem die Gittervorspannung lediglich durch einen Gitterwiderstand erzeugt wird, im Prinzip entsprechend **Bild 8** mit der Gitterspannung zusammen.

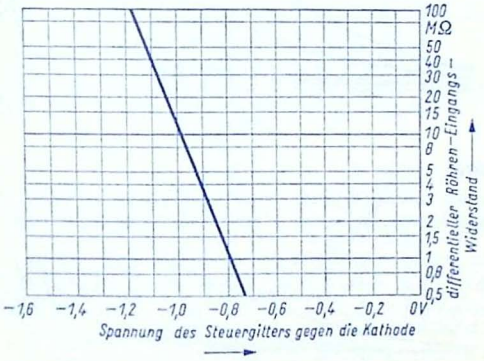


Bild 8

Faßt man die Signalquelle als Ersatz-Stromquelle auf, so liegen ihrem inneren Leitwert, also dem Kehrwert ihres Quellwiderstandes, sowohl der hier meistens vernachlässigbare

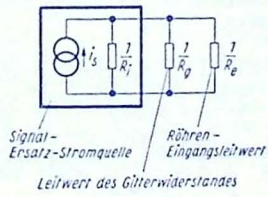


Bild 9

Leitwert des Gitterwiderstandes wie auch der Eingangsleitwert der Röhre parallel **(Bild 9)**. Um durch den nichtlinearen Eingangsleitwert der Röhre keine übermäßig großen Verzerrungen zu bekommen, muß man den Innenleitwert der Signalquelle so

groß wählen, daß Schwankungen des Röhren-Eingangsleitwertes auf den Gesamtleitwert der Parallelschaltung nur einen geringen Einfluß haben.

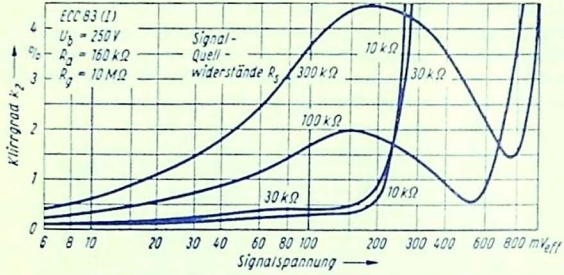


Bild 10

Meßergebnisse

Die **Bilder 10 ... 15** zeigen Beispiele für Meßergebnisse am System I der Röhre ECC 83 bei einer Anodenspeisespannung U_b = 250 V, einem Anodenwiderstand R_a = 160 kΩ

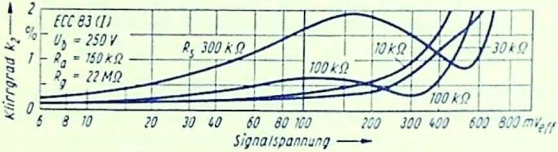


Bild 11

und einem Gitterwiderstand R_g = 10 MΩ bzw. 22 MΩ. Jede der Messungen ist für vier Quellwiderstände (Innenwiderstände der Signalquelle), nämlich R_s = 300 kΩ, 100 kΩ, 30 kΩ und 10 kΩ durchgeführt.

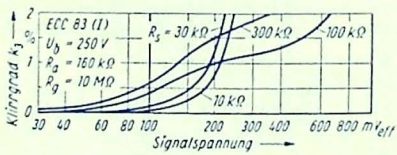


Bild 12

Zu den kleineren Werten des Quellwiderstandes gehören, wie aus dem Vorhergehenden folgt, in dem brauchbaren Bereich der Signalspannung (bis etwa 200 mV Effektivwert) niedrigere Werte der Verzerrung als zu den größeren Werten des Quellwiderstandes.

Daß sich für einen Quellwiderstand von 30 kΩ in einigen Fällen geringere Verzerrungen ergeben als für einen Quellwiderstand von 10 kΩ, rührt von einer gewissen Kompen-

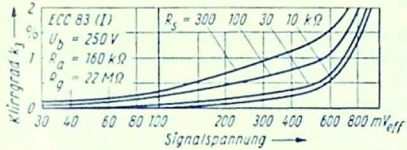


Bild 13

sation nichtlinearer Verzerrungen in der Röhre her. Sie ergibt sich für den Klirrgrad k_2 durch die Krümmung der Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie.

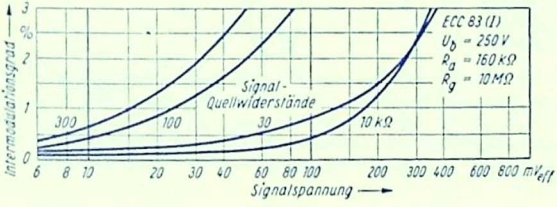


Bild 14

Durch passende Wahl des Anodenwiderstandes der Triode bzw. des Schirmgitter-Vorwiderstandes der Pentode ist eine teilweise Kompensation dieser Verzerrungen möglich.

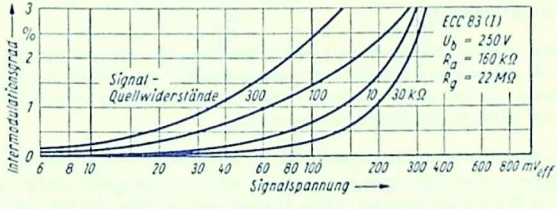


Bild 15

Dabei ist es allerdings notwendig, Kontrollen mit verschiedenen Röhren desselben Typs durchzuführen, um festzustellen, inwieweit die Kompensation durch die Exemplarstreuung der Röhren beeinträchtigt wird.

Anzeigeröhre EAM 86 und Anwendungsbeispiele

Aufbau der Röhre

Diese Anzeigeröhre enthält ein Leuchtsystem, ein Verstärkersystem (Triode) und e
Diode. Das Leuchtsystem und die Diode haben eine gemeinsame Kathode.

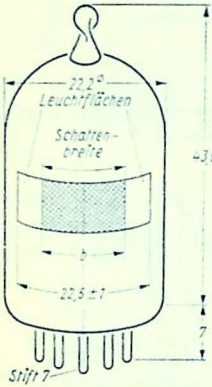


Bild 1

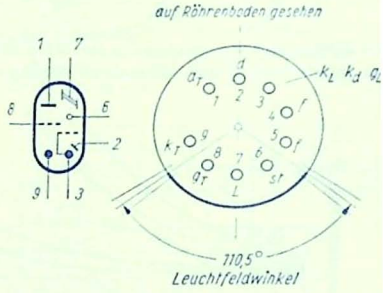


Bild 2

Das **Leuchtfeld** (die **Anzeigefläche**) ist, wie das die **Bilder 1** und **2** erkennen lassen, als Teil eines Kreisringstreifens auf der Innenseite des Glaskolbens angeordnet. Die beiden leuchtenden Teile der Anzeigefläche sind im allgemeinen durch einen **Schattenstreifen** mit der Breite b getrennt.

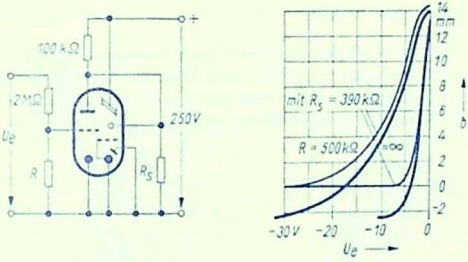
Die Schattenbreite b wird durch die (positive) Spannung des Steuersteges gegen die Kathode des Leuchtsystems beeinflußt. Mit wachsendem Wert dieser Spannung nimmt die Schattenbreite ab. Bei einem bestimmten Wert berühren sich die zwei leuchtenden Flächenteile, womit der Schattenstreifen verschwindet.

Wird die Steuersteg-Spannung weiter erhöht, so kommt es zu einem Überdecken der Leuchtflächen, also zu einem besonders hellen Streifen dort, wo sonst der Schattenstreifen auftritt. Die Breite dieses besonders hellen Streifens wird als **Überlappung (negative Schattenbreite)** bezeichnet. Sie beträgt je nach Schaltung der Röhre bis etwa 2,5 mm und kann zur Anzeige von Übersteuerungen ausgenutzt werden.

Die Steuersteg-Spannung wird über das Verstärkersystem gewonnen. Man beeinflußt also die Schattenbreite mit Hilfe der Steuergitterspannung des Verstärkersystems.

Gleichspannungsanzeige

In den Bildern 3...6 sind vier Schaltungen mit den zugehörigen Kennlinien dargestellt, die die Zusammenhänge zwischen Schattenbreite und Eingangsspannung veranschaulichen.



Bi'd 3

Bild 3 zeigt eine Schaltung, die mit einem Eingangs-Spannungsteiler versehen ist. Soll eine negative Schattenbreite verhindert werden (dünn gezeichnete Kennlinien), so legt man den Steuersteg des Leuchtsystems über einen Widerstand von 390 kΩ (R_s in Bild 3) an die Kathode des Leuchtsystems. Die dick gezeichneten Kennlinien gelten für $R_s = \infty$. Für die beiden rechts eingetragenen Kennlinien ist $R = \infty$.

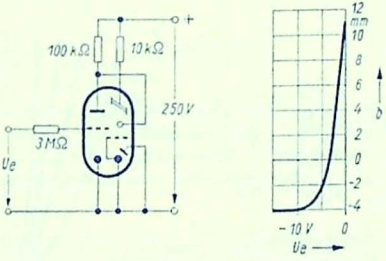


Bild 4

Bild 4 betrifft eine Schaltung, in der mit Hilfe eines vor die Anode des Leuchtsystems gelegten Widerstandes (hier 10 kΩ) eine besonders große negative Schattenbreite (4 mm) erreicht wird.

In der Schaltung nach **Bild 5** bewirkt der Widerstand R eine Spannungs-Gegenkopplung. Sie hat den Zweck, den Spannungsbereich der Anzeige zu vergrößern, also die Anzeigeempfindlichkeit herabzusetzen.

Eine Eigenheit dieser Schaltung besteht darin, daß an dem Quellwiderstand der steuernden Gleichspannungsquelle ein Teil der Speisespannung der Röhre als positive Spannung auftritt. Der Gleichstrom-Quellwiderstand sollte bei der gemäß Bild 5 gewählten Bemessung 2 MΩ wesentlich unterschreiten. Auch hier kann die negative Schattenbreite durch einen Widerstand von 390 kΩ (R_s in Bild 3) zwischen Steuersteg und Kathode des Leuchtsystems unterbunden werden.

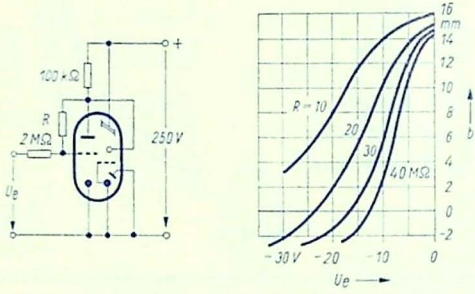


Bild 5

In der Schaltung nach **Bild 6** wächst im Gegensatz zur sonst üblichen Anzeige die Schattenbreite mit zunehmendem Betrag der **negativen** Gitterspannung des Verstärkersystems

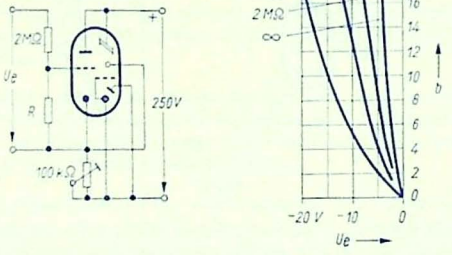


Bild 6

Man erreicht das, indem man für das Verstärkersystem statt eines Anodenwiderstandes einen Kathodenwiderstand benutzt und den Steuersteg des Leuchtsystems an die Kathode

statt an die Anode des Verstärkersystems anschließt. Den Wert des Kathodenwiderstandes stellt man zweckmäßigerweise so ein, daß sich für fehlende Eingangsspannung U_e die Schattenbreite Null ergibt.

Wechselspannungsanzeige

Für Wechselspannungsanzeige kann, insbesondere wenn es sich um Niederfrequenz handelt, die eingebaute Diodenanode zum Gleichrichten der Eingangsspannung verwendet werden. **Bild 7** zeigt die hierfür in Frage kommende Schaltung nebst den dazu gehörenden Anzeige-Kennlinien. Der parallel zum Widerstand R liegende Siebkondensator

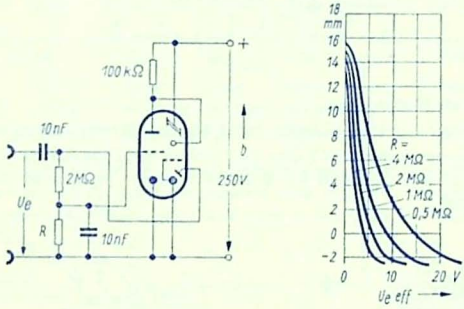


Bild 7

darf, wenn auf trägheitsarme Anzeige Wert gelegt wird, keine zu hohe Kapazität haben. Im allgemeinen geht man über eine Zeitkonstante $R \cdot C$ von 40 ms kaum hinaus. Diese Zeitkonstante wird mit den 10 nF und $R = 4\ M\Omega$ erreicht. **Bild 8** zeigt für diesen Fall die Frequenzabhängigkeit der hier dargestellten Schaltung.

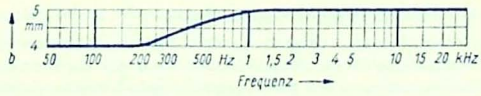


Bild 8

Zum Messen von Wechselspannungen ersetzt man den Festwiderstand R durch einen Drehwiderstand mit einer Skala. Man stellt den Drehwiderstand jeweils so ein, daß sich

die Leuchtbänder eben berühren (Schattenbreite Null). Hierfür wird die Skala des Drehwiderstandes in Spannungswerten geeicht. **Bild 9** zeigt die Schaltung.

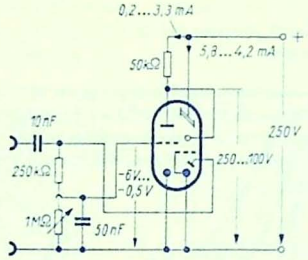


Bild 9

Verwendung zur Nullanzeige

Wegen der hohen Anzeige-Empfindlichkeit kann man die **EAM 86** auch als Nullindikator von Meßbrücken verwenden. Bild 7 zeigt die hierfür in Frage kommende Schaltung. Die **Bilder 10** und **11** geben Beispiele von Brückenschaltungen, für die sich die Schaltung nach Bild 7 eignet.

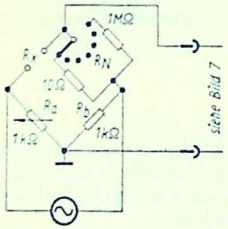


Bild 10

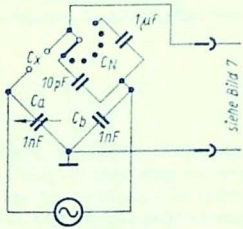


Bild 11

Verwendung in einem Absorptions-Frequenzmesser

Der Absorptions-Frequenzmesser (**Bild 12**) ist mit zwei Resonanzkreisen ausgerüstet, deren Spulen steckbar sind. Er hat demgemäß zwei Eingänge, die mit Koaxial-Steckbuchsen versehen sind. Als Ventil zum Gleichrichten der an den Kreisen auftretenden Hf-Spannung dient hier an Stelle der eingebauten Diode (hier nicht gezeichnet) eine Germaniumdiode OA 159. Die damit gewonnene Gleichspannung liegt an einem 3-MΩ-Drehwiderstand, der als Spannungsteiler benutzt wird. Mit der hier angegebenen Dimensionierung kommt man auf eine Anzeige-Empfindlichkeit von rund 100 mV. Es wird auf Schattenbreite-Minimum abgestimmt.

Spulentabelle

Bereich I Drehkondensator 250 pF

Frequenzbereich MHz	0,14...0,35	0,35...1,0	1,0...2,2	2,2...7,25
Induktivität µH	7000	1100	140	28
Wicklung	Kreuzwickel 10 × 0,05	Kreuzwickel 10 × 0,05	Kreuzwickel 10 × 0,05	Kreuzwickel 10 × 0,05

Alle Spulen mit Kern

Bereich II Drehkondensator 15 pF

Frequenzbereich MHz	7,25...11,5	11,5...19	19...32,5	32,5...55	55...95	95...140	140...260
Induktivität µH	28	10,5	4,0	1,35	0,55	0,25	0,13
Wicklung	Kreuzwickel 10 × 0,05	Lage, mit Kern 0,2 CuL	Lage, mit Kern 0,2 CuL	Lage, mit Kern 0,2 CuL	Lage 0,5 Cu	Lage 0,5 Cu	Lage 0,5 Cu

Die Spulen mit Kern werden durch Verschieben des Kerns abgeglichen. Der Abgleich der Spulen ohne Kern (0,5 Cu versilbert) geschieht durch passendes Auseinanderziehen der zuvor dicht gewickelten Windungen. Kerne 4 mm ø, Kennfarbe schwarz (Fa. Vogt u. Co. KG).

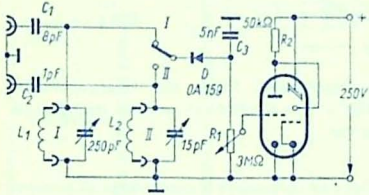


Bild 12

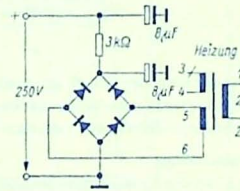


Bild 13

Der Netzanschlußteil zum Absorptions-Frequenzmesser

Bild 13 veranschaulicht dessen Schaltung. Er umfaßt einen Netztransformator, einen Gleichrichter in Graetz-Schaltung (AEG B 250/C 30) und ein Siebglied, bestehend aus einem Siebwiderstand und zwei Elektrolytkondensatoren. Für den Netztransformator gelten:

Kern M 55, Dynamoblech IV

Eingangswicklung	1—2	2400	Windungen	0,13 CuL
Anodenwicklung	5—6	3380	Windungen	0,10 CuL
Heizwicklung	3—4	87	Windungen	0,45 CuL

Anzeigeröhre EM 87

Grundsätzliches

Die EM 87 hat gegenüber den Vorläufertypen EM 84, PM 84 eine erhöhte Anzeigeempfindlichkeit. Die Schließspannung beträgt nur 10 V gegenüber 22 V bei EM 84 bzw. PM 84. Auch bei der EM 87 geschieht die Anzeige durch zwei Leuchtstreifen, die parallel zur Kolbenachse verlaufen.

Da die Röhre EM 87 mit der Röhre EM 84 in der Sockelschaltung sowie in den Abmessungen des Kolbens und des Leuchtbildes übereinstimmt, ist ein Austausch der Röhre EM 84 gegen die Röhre EM 87 möglich. Dabei muß jedoch anstelle eines Außenwiderstandes R_a **(Bild 1)** von 470 kΩ (für die EM 84) ein Außenwiderstand von 100 kΩ (für die EM 87) verwendet werden.

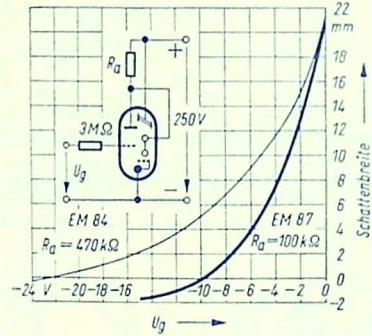


Bild 1

Bei Verwenden der EM 87 als Aussteuerungs-Anzeiger lassen sich Übersteuerungen durch Überlappen der beiden Leuchtstreifen — und damit durch erhöhte Helligkeit des Überdeckungs-Bereiches — deutlich erkennen.

Systemaufbau

Bild 2 läßt den Systemaufbau erkennen. Der dort dargestellte Blendenkasten ist zwischen zwei parallel zur Zeichenebene liegenden Glimmerscheiben angeordnet, die sich federnd an der Kolben-Innenfläche abstützen.

Die hohe Anzeige-Empfindlichkeit wurde in erster Linie durch Anordnung zweier Steuerstege erreicht. Anzeigesystem und Verstärkersystem haben eine gemeinsame Profilkathode. Das Anzeigegitter und das Steuergitter (Verstärkergitter) sind nur einseitig bewickelt.

Kennlinien des Anzeigesystems

Bild 3 zeigt, wie die Schattenbreite mit wachsendem Wert der Steuersteg-Kathodenspannung abnimmt, bei einem Wert dieser Spannung von 200 V durch Null geht und für noch höhere Spannungswerte negativ wird. Negative Schattenbreite ist gleichbedeutend mit Überlappung der beiden Leuchtstreifen.

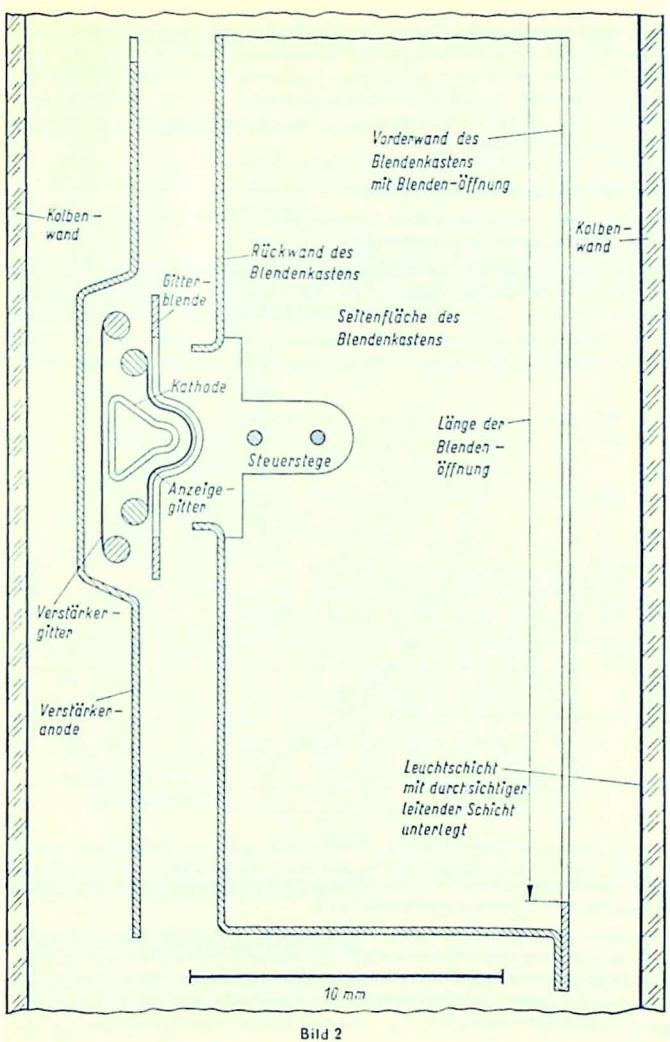

Vorderwand des
Blendenkastens
mit Blenden-Öffnung
Kolben-
wand
Kolben-
wand
Rückwand des
Blendenkastens
Gitter-
blende
Seitenfläche des
Blendenkastens
Kathode
Länge der
Blenden-
öffnung
Steuerstege
Anzeige-
gitter
Verstärker-
gitter
Verstärker-
anode
Leuchtschicht
mit durchsichtiger
leitender Schicht
unterlegt
10 mm

Bild 2

Dünn eingetragen ist in Bild 3 außerdem der Zusammenhang des Steuerstegstromes mit der Steuersteg-Kathoden-Spannung. Die beiden Einsenkungen der hierzu gehörenden Kennlinie erklären sich aus dem Auftreten von Sekundärelektronen an den Steuerstegen: Es sind für die rechte Einsenkung Sekundärelektronen an dem von der Kathode weiter entfernten Steg und für die linke Einsenkung Sekundärelektronen an dem kathodennahen Steg verantwortlich.

Eigenschaften des Verstärkersystems

Für den Bereich zwischen größter Schattenbreite und größter Überlappung sind 0 V ... —15 V Steuerspannung notwendig:

Das als Triode ausgebildete Verstärkersystem ist so ausgelegt, daß sein Anodenstrom bei einer Anoden-Kathoden-Spannung von 250 V mit einer negativen Steuergitter-Kathoden-Spannung von 15 V zu Null wird. Hierbei fließt über den Außenwiderstand nur der Steuerstegstrom. Um dessen Einfluß gering zu halten, bemißt man den Außenwiderstand des Triodensystems mit nur 100 kΩ. Aufgrund dessen verhält sich der Anoden-

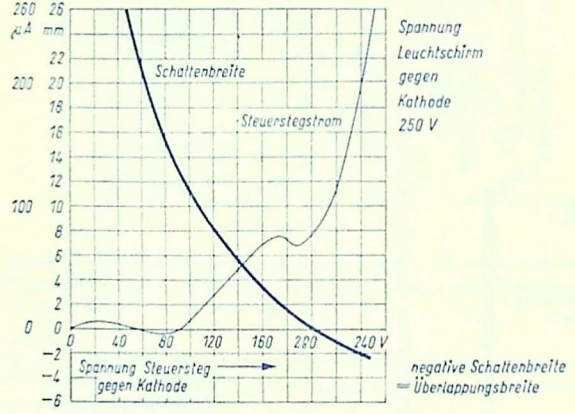


Bild 3

strom zum Steuerstegstrom bei einer Steuergitter-Kathoden-Spannung von —10 V (Schattenbreite Null) immer noch wie etwa 5 : 1.

Mit einem in die Zuleitung zum Leuchtschirm gelegten Widerstand wird die Schattenbreite bei 0 V Steuerspannung herabgesetzt. Man bezweckt damit eine höhere Anzeigeempfindlichkeit und einen größeren Überlappungsbereich als ohne diesen Widerstand. Allerdings wird bei Einfügen eines Widerstandes in die Leuchtschirmzuleitung d e Helligkeit der Leuchtstreifen vermindert.

EM 87 als Anzeigeröhre in einem Schwebungsnullanzeiger und Signalverfolger

Schaltung und Abgleich (Bild 1)

Das Gerät kann durch Umschaltung mittels des einpoligen Umschalters S_3 wahlweise als Schwebungsnullanzeiger (Eingangsbuchsen Hf_1 und Hf_2) oder als Signalverfolger (Eingangsbuchse Nf) verwendet werden.

In beiden Fällen wirkt die Doppeltriode ECC 83 als Verstärker. Dieser steuert die Anzeigeröhre EM 87 über einen Gleichrichterteil (Diode D_2). Das Signal wird optisch durch einen Schatten auf dem Leuchtschirm der EM 87 angezeigt. An die Buchsen K kann ein Kopfhörer zur akustischen Anzeige angeschlossen werden.

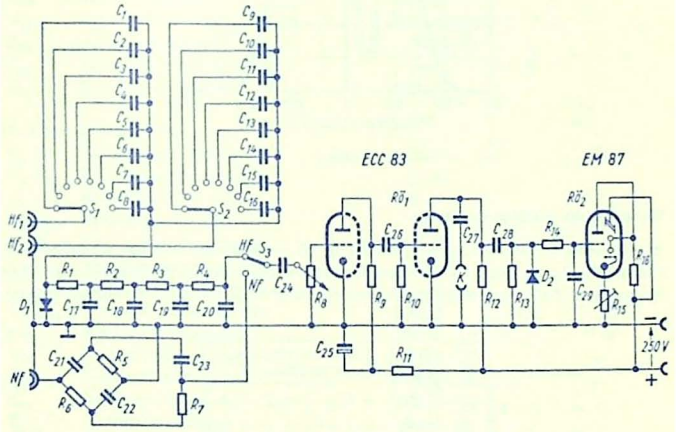


Bild 1

Mit dem Einstellwiderstand R_{15} bringt man bei fehlender Eingangsspannung die zwei Leuchtbänder der EM 87 gerade in gegenseitige Berührung (Schattenbreite Null). Mit dem Widerstand R_8 wird die Verstärkung gewählt.

Verwendung als Schwebungsnullanzeiger

Der Verwendungsbereich erstreckt sich etwa von 400 kHz ... 350 MHz. Damit sich eine deutlich sichtbare Schattenbreite ergibt, muß an jeden der beiden Hf-Eingänge eine Spannung von wenigstens 20 mV gegeben werden.

Der Umschalter S_3 wird dazu auf die Stellung Hf gebracht und die beiden in ihren Frequenzen zu vergleichenden Hf-Spannungen werden an die Buchsen Hf_1 sowie Hf_2 angeschlossen. Wenn notwendig, stellt man die Stufenschalter S_1 und S_2 so ein, daß die Beträge der Spannungen etwa gleiche Größenordnung haben. In der Mischdiode D_1 entsteht aus den einander überlagerten Hf-Spannungen eine Spannung mit der Differenzfrequenz (Schwebungsfrequenz). Der auf die Mischschaltung folgende Tiefpaß hat eine Grenzfrequenz von rund 200 Hz. Somit tritt an der EM 87 ein Schatten auf, wenn die Differenz beider Frequenzen 200 Hz unterschreitet. Der Schatten verschwindet bei völligem Übereinstimmen der zwei Frequenzen wieder (**Bild 2**).

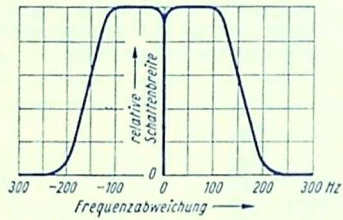


Bild 2

Verwendung als Signalverfolger

Hierfür wird der Schalter S_3 auf die Stellung Nf umgeschaltet und das Eingangssignal auf den Nf-Eingang gegeben. Das dem Eingang nachgeschaltete Brummsieb verhindert Fehlanzeigen, die durch Störspannungen mit der Netzfrequenz verursacht werden könnten.

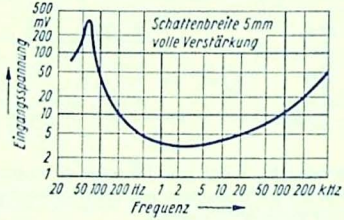


Bild 3

Bild 3 läßt erkennen, wie der zur deutlich sichtbaren Anzeige benötigte Mindestwert der Eingangsspannung von der Signalfrequenz abhängt. Die Spitze, die sich für Frequenzen zwischen 50 Hz und 80 Hz zeigt, ist durch das Brummsieb bedingt. Dem Bild 3 entnimmt man, daß sich der ausnutzbare Frequenzbereich ungefähr von 100 Hz .. 500 kHz erstreckt.

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	25 kΩ
R_2	Schichtwiderstand	25 kΩ
R_3	Schichtwiderstand	25 kΩ
R_4	Schichtwiderstand	25 kΩ
R_5	Schichtwiderstand	150 kΩ
R_6	Schichtwiderstand	250 kΩ
R_7	Schichtwiderstand	250 kΩ
R_8	Schichtdrehwiderstand, logarithmisch	680 kΩ
R_9	Schichtwiderstand	200 kΩ
R_{10}	Schichtwiderstand	680 kΩ
R_{11}	Schichtwiderstand	20 kΩ
R_{12}	Schichtwiderstand	220 kΩ
R_{13}	Schichtwiderstand	1,2 MΩ
R_{14}	Schichtwiderstand	3 MΩ
R_{15}	Einstellwiderstand, linear	5 kΩ
R_{16}	Schichtwiderstand	100 kΩ

Kondensatoren

C_1 C_9	Keramikkondensatoren	0,3 pF
C_2 C_{10}	Keramikkondensatoren	1 pF
C_3 C_{11}	Keramikkondensatoren	3 pF
C_4 C_{12}	Keramikkondensatoren	5 pF
C_5 C_{13}	Keramikkondensatoren	10 pF
C_6 C_{14}	Keramikkondensatoren	30 pF
C_7 C_{15}	Keramikkondensatoren	60 pF
C_8 C_{16}	Keramikkondensatoren	100 pF
C_{17}	Keramikkondensator	200 pF
C_{18}	Keramikkondensator	200 pF
C_{19}	Keramikkondensator	200 pF
C_{20}	Keramikkondensator	200 pF
C_{21}	Papierkondensator	10 nF
C_{22}	Papierkondensator	20 nF
C_{23}	Papierkondensator	10 nF
C_{24}	Papierkondensator	20 nF
C_{25}	Elektrolytkondensator	8 µF
C_{26}	Papierkondensator	20 nF
C_{27}	Keramikkondensator	200 pF
C_{28}	Papierkondensator	20 nF
C_{29}	Papierkondensator	50 nF

Röhren und Dioden

$Rö_1$	Verstärker-Röhre	ECC 83	D_1	Misch-Diode	OA 160
$Rö_2$	Anzeige-Röhre	EM 87	D_2	Gleichrichter-Diode	OA 150

EM 87 als Anzeigeröhre in einem Windungsschlußprüfer

Schaltung

Die Schaltung (**Bild 1**) gliedert sich in vier Teile. Diese sind:

- Oszillator mit dem Pentodensystem einer ECF 83
- Verstärkerstufe mit dem Triodensystem dieser ECF 83
- Gleichrichterschaltung mit der Diode OA 174
- Anzeigeteil mit der Anzeigeröhre EM 87

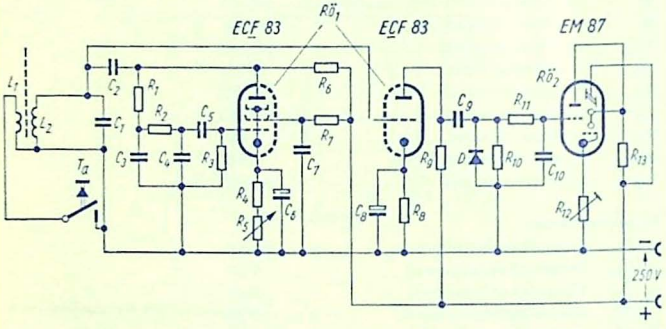


Bild 1

Der Oszillator wird mit dem Widerstand R_5 so eingestellt, daß die Schwingungen beim Drücken der Prüftaste T_a aussetzen und beim Loslassen mit Sicherheit wieder einsetzen. Mit dem Widerstand R_{12} bringt man die Schattenbreite der Anzeigeröhre in nichtschwingendem Zustand des Oszillators auf Null (gegenseitige Berührung beider Leuchtbänder). Bei gedrückter Prüftaste bzw. bei Schluß in einer Spule, in die der Tastkopf gesteckt wird, ist somit an der Anzeigeröhre kein Schatten zu sehen.

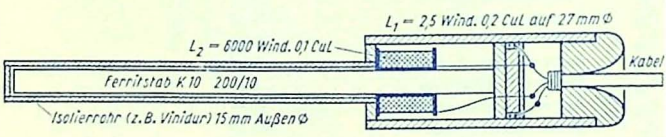


Bild 2

Bild 2 veranschaulicht einen Längsschnitt durch den Tastkopf, der die in Bild 1 eingetragenen Spulen L_1 und L_2 enthält. Ferritstab und Spulen sind in Isolierstoff gekapselt. Zur Verbindung mit dem übrigen Gerät dient ein dreiadriges Kabel (Maximale Kabellänge etwa 50 cm).

Verwendung

Nach Einstellen des Gerätes mit den Widerständen R_5 und R_{12} ist das Gerät betriebsbereit. Um eine Spule auf Windungsschluß zu prüfen, steckt man den Tastkopf in diese Spule und beobachtet die Leuchtbänder bzw. die Schattenbreite. Bei Spulen ohne Windungsschluß zeigt sich auf der EM 87 ein Schatten, bei Vorhandensein eines Windungsschlusses berühren sich die Leuchtbänder (Schattenbreite = 0).

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	1,2 MΩ
R_2	Schichtwiderstand	1,2 MΩ
R_3	Schichtwiderstand	3 MΩ
R_4	Schichtwiderstand	2,2 kΩ
R_5	Schicht-Drehwiderstand	1 kΩ
R_6	Schichtwiderstand	220 kΩ
R_7	Schichtwiderstand	680 kΩ
R_8	Schichtwiderstand	1,6 kΩ
R_9	Schichtwiderstand	16 kΩ
R_{10}	Schichtwiderstand	1,2 MΩ
R_{11}	Schichtwiderstand	3 MΩ
R_{12}	Schicht-Einstellwiderstand	5 kΩ
R_{13}	Schichtwiderstand	100 kΩ

Kondensatoren

C_1	Styroflexkondensator	130 pF
C_2	Keramikkondensator	80 pF
C_3	Keramikkondensator	200 pF
C_4	Keramikkondensator	200 pF
C_5	Keramikkondensator	500 pF
C_6	Elektrolytkondensator	50 µF
C_7	Papierkondensator	40 nF
C_8	Elektrolytkondensator	50 µF
C_9	Papierkondensator	20 nF
C_{10}	Papierkondensator	10 nF

Spulen

Siehe Bild 2
Ferritstab K 10 200/10 Keraperm Nr. 03196, $\mu = 300$ (Dralowid)

Röhren und Diode

$Rö_1$	Oszillator- und Verstärker-Röhre	ECF 83
$Rö_2$	Anzeige-Röhre	EM 87
D	Gleichrichter-Diode	OA 150

Bemessung des Vertikal-Ausgangstransformators für PCL 85 mit der Ablenk-Einheit AE 62/4

Vorbemerkung

Der Vertikal-Ausgangstransformator von Fernsehempfängern hat das Ablenkspulensystem an die Ablenk-Endröhre anzupassen. Seine Bemessung gründet sich auf die Eigenschaften der Ablenk-Endröhre und der Ablenk-Einheit. Die Zahlenwerte im nachstehenden Bemessungsbeispiel gelten für die Röhre PCL 85 sowie für die Ablenk-Einheiten AE 62/4 und AE 61/2.

Schaltung und Ersatzschaltung

Bild 1 zeigt den hier interessierenden Teil der Ablenk-Schaltung: die Anode der Ablenk-Endröhre, den Ausgangstransformator und die Ablenkspulen.

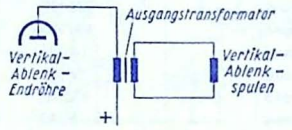


Bild 1

Die vereinfachte Ersatzschaltung dazu zeigt **Bild 2**. Darin ist L_1 die Hauptinduktivität des Vertikal-Ausgangstransformators und R_{1w} der Drahtwiderstand seiner Primärwicklung. Der Drahtwiderstand R_{2w} der Sekundärwicklung ist mit dem Drahtwiderstand R_{Sp} der Vertikal-Ablenkspulen zusammengefaßt zu $R_2 = R_{2w} + R_{Sp}$. Die Induktivität der Vertikal-Ablenkspulen ist mit L_2 bezeichnet. Das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ des idealen Transformators ist gegeben durch das Verhältnis der Primär- zur Sekundärwindungszahl des Ausgangstransformators von Bild 1.

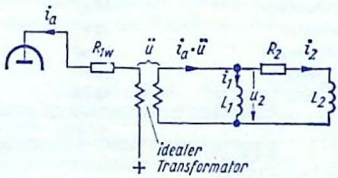


Bild 2

Zeitlicher Verlauf des Anodenstromes

Für eine zeitlineare vertikale Auslenkung des Bildpunktes auf dem Bildschirm ist ohne Berücksichtigung des Tangensfehlers ein zeitlinearer Anstieg des Stromes in den Ablenkspulen erforderlich (**Bild 3**).

Mit folgenden Bezeichnungen

i_2 Augenblickswert des Ablenkspulen-Stromes
I_s Spitzenwert des Ablenkspulen-Stromes
T Ablenk-Periodendauer
t Zeit

gilt:

$$i_2 = I_s \cdot \left(\frac{2 \cdot t}{T} - 1 \right) \tag{1}$$

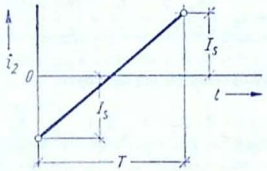


Bild 3

Die Spannung u_2 (siehe Bild 2) gehorcht der Beziehung:

$$u_2 = i_2 \cdot R_2 + \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} \cdot L_2 = I_s \cdot R_2 \cdot \left(\frac{2 \cdot t}{T} - 1 + \frac{2 \cdot L_2}{R_2 \cdot T} \right) \tag{2}$$

Da die Spannung u_2 auch an der Hauptinduktivität L_1 herrscht, ergibt sich der durch L_1 fließende Strom

$$i_1 = \frac{1}{L_1} \cdot \int u_2 \cdot \mathrm{d}t = I_s \cdot \left[\frac{R_2 \cdot T}{L_1} \cdot \left(\frac{t^2}{T^2} - \frac{t}{T} \right) + \frac{2 \cdot L_2}{L_1} \cdot \frac{t}{T} \right] + C \tag{3}$$

Nach dem Vorstehenden errechnet sich der zeitliche Verlauf von $i_a \cdot \ddot{u}$

$$i_a \cdot \ddot{u} = i_1 + i_2 = I_s \cdot \left[\frac{R_2 \cdot T}{L_1} \cdot \left(\frac{t^2}{T^2} - \frac{t}{T} \right) + \frac{2 \cdot L_2}{L_1} \cdot \frac{t}{T} + \frac{2 \cdot t}{T} - 1 \right] + C \tag{4}$$

Gleichung (4) beschreibt eine Parabel, deren Minimum aus $\frac{\mathrm{d}\, i_a}{\mathrm{d}t} = 0$ hervorgeht und bei

$$t_{(ia\,min)} = \frac{T}{2} - \frac{L_1 + L_2}{R_2} \tag{5}$$

auftritt. Für eine praktisch sinnvolle Bemessung (kleiner Ausgangstransformator) soll

das Minimum des Anodenstromes zu Beginn oder während des Hinlaufes auftreten ($0 \leqq t_{(ia\,min)} < T$), was bei gegebener Ablenkspule $\left(\frac{L_2}{R_2}\right)$ durch die Wahl von L_1 erreicht werden kann.

Die Integrationskonstante C bedeutet einen Gleichstromwert. Für ihre Festlegung muß man berücksichtigen, daß auf der Röhrenseite des Transformators keine negativen Werte für den Anodenstrom vorkommen können. Man wählt daher zweckmäßig $i_a = 0$ für den in (5) genannten Zeitpunkt $t_{(ia\,min)}$ des Strom-Minimums.

Daraus folgt

$$C = I_s \cdot \left(\frac{R_2 \cdot T}{4 \cdot L_1} - \frac{L_2}{L_1} + \frac{(L_1 + L_2)^2}{R_2 \cdot T \cdot L_1} \right) \tag{6}$$

Durch Einsetzen von Gleichung (6) in (4) erhält man:

$$i_a \cdot \ddot{u} = I_s \cdot \left[\frac{R_2 \cdot T}{L_1} \cdot \left(\frac{t^2}{T^2} - \frac{t}{T} \right) + \frac{2 \cdot L_2}{L_1} \cdot \frac{t}{T} + \frac{2 \cdot t}{T} - 1 + \frac{R_2 \cdot T}{4 \cdot L_1} - \frac{L_2}{L_1} + \frac{(L_1 + L_2)^2}{R_2 \cdot T \cdot L_1} \right] \tag{7}$$

Anodenstrom-Mittelwert und Anodenstromhub

Der zeitliche Mittelwert $\overline{i_a}$ des Anodenstromes ergibt sich durch Integration von (7):

$$\overline{i_a} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_a \cdot \mathrm{d}t = \frac{I_s}{\ddot{u}} \cdot \left[\frac{R_2 \cdot T}{12 \cdot L_1} + \frac{(L_1 + L_2)^2}{R_2 \cdot T \cdot L_1} \right] \tag{8}$$

Der Stromhub ist die Differenz zwischen Strom am Ende des Hinlaufs und dem Strom-Minimum. Da das Strom-Minimum gleich Null gesetzt wurde, folgt der Stromhub $i_{a\,ss}$ daraus, daß in (7) $t = T$ gesetzt wird.

$$i_{a\,ss} = \frac{I_s}{\ddot{u}} \cdot \left[\frac{L_2}{L_1} + 1 + \frac{R_2 \cdot T}{4 \cdot L_1} + \frac{(L_1 + L_2)^2}{R_2 \cdot T \cdot L_1} \right] \tag{9}$$

Die Transformatorgröße wird durch L_1 bestimmt. Zu ihrer Bemessung für einen relativ kleinen Transformator gibt es u. a. zwei Möglichkeiten, die im folgenden miteinander verglichen werden:

- Für den geringsten zeitlichen Mittelwert des Anodenstromes folgt aus (8) mit $\frac{\mathrm{d}\,\overline{i_a}}{\mathrm{d}\,L_1} = 0$

$$L_1 = R_2 \cdot T \cdot \sqrt{\frac{1}{12} + \left(\frac{L_2}{R_2 \cdot T} \right)^2} \tag{10}$$

Mit gebräuchlichen Werten von $\frac{L_2}{R_2}$ kann man das zweite Glied unter der Wurzel vernachlässigen und erhält

$$L_1 \cdot \ddot{u} \approx 0{,}3 \cdot R_2 \cdot T \tag{11}$$

und

$$\overline{i_a} \cdot \ddot{u} \approx 0{,}58 \cdot I_s + \frac{2 \cdot L_2}{R_2 \cdot T} \cdot I_s$$

Hieraus ist zu ersehen, daß die Daten der Ablenkspule $\left(\frac{L_2}{R_{sp}}\right)$ einen merklichen Einfluß auf den mittleren Anodenstrom haben.

• Für die Bemessung der Aussteuerung der Vertikal-Endstufe ist es zweckmäßig, das Anodenstrom-Minimum auf den Beginn des Hinlaufes ($t = 0$) zu legen. Dann hilft die Form der Röhrenkennlinie bei der Bereitstellung des Parabel-Anteils im geforderten Anodenstromverlauf, siehe Gleichung (4).

Die Verschiebung des Anodenstrom-Minimums auf den Beginn des Hinlaufes bedeutet, daß in Gleichung (5) die Größe $t_{(ia\,min)} = 0$ gesetzt wird.

Damit ist

$$L_1 = \frac{R_2 \cdot T}{2} - L_2 \tag{12}$$

Mit den Werten der Ablenkeinheit AE 62/4 ($L_2 = 110\,\text{mH}$, $R_2 \approx 55\,\Omega$, $T = 19{,}5\,\text{ms}$) folgt

$$L_1 \approx 0{,}4 \cdot R_2 \cdot T \tag{13}$$

und

$$\overline{i_a} \cdot \ddot{u} = 0{,}61 \cdot I_s + \frac{2 \cdot L_2}{R_2 \cdot T} \cdot I_s$$

Bild 4 zeigt den zeitlichen Anodenstromverlauf für die beiden Fälle $L_1 = 0{,}3 \cdot R_2 \cdot T$ und $L_1 = 0{,}4 \cdot R_2 \cdot T$. Auf der Ordinate ist entsprechend Gl. (4) die Abweichung des Anodenstromes von seinem Gleichstromanteil C, bezogen auf I_s, unter der Annahme $\ddot{u} = 1$ aufgetragen.

Die bis jetzt auf beide Arten gewonnenen Ergebnisse für L_1 und i_a unterscheiden sich nur wenig voneinander.

Einfluß des Tangensfehlers

Für zeitlineare Auslenkung ist zum Ausgleich des Tangensfehlers bei Weitwinkel-Fernseh-Bildröhren ein zeitlich nicht linearer Verlauf des Ablenkspulenstromes erforderlich. Dem zeitlinear verlaufenden Stromanteil wird deshalb ein zeitlich sinusförmig verlaufender Stromanteil überlagert. Damit ergibt sich eine gute, nur am Anfang und Ende des Hinlaufes etwas abweichende Näherung an den tatsächlich notwendigen Stromverlauf.

Mit dem Ansatz

$$i_2 = I_s \cdot \left[\frac{2 \cdot t}{T} - 1 - a \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot t\right)\right]$$

erhält man den Anodenstromverlauf

$$i_a = \frac{I_s}{\ddot{u}} \cdot \left[\frac{R_2 \cdot T}{L_1} \cdot \left(\frac{t^2}{T^2} - \frac{t}{T}\right) + \frac{2 \cdot L_2}{L_1} \cdot \frac{t}{T} + \frac{2 \cdot t}{T} - 1\right] +$$

$$+ \frac{I_s}{\ddot{u}} \cdot \left[\frac{R_2 \cdot T}{L_1} \cdot \frac{a}{2 \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot t\right) - a \cdot \left(1 + \frac{L_2}{L_1}\right) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot t\right)\right]$$

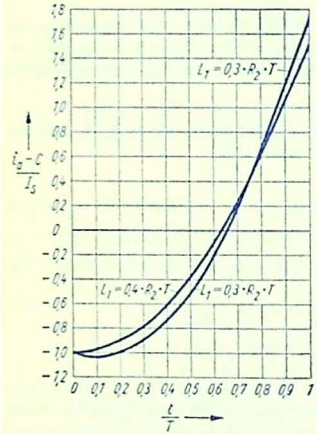


Bild 4

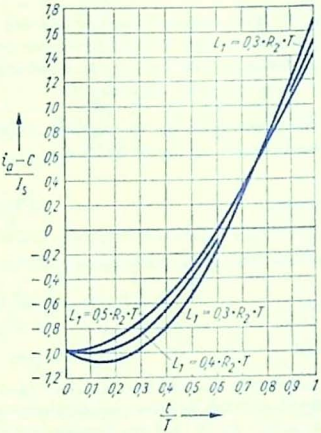


Bild 5

Für die Fernseh-Bildröhre AW 59—91 beträgt $a \approx 0{,}05$. **Bild 5** zeigt den Anodenstromverlauf unter der Annahme $\ddot{u} = 1$ für drei Werte von L_1, nämlich

$$L_1 = 0{,}3 \cdot R_2 \cdot T \qquad L_1 = 0{,}4 \cdot R_2 \cdot T \qquad L_1 = 0{,}5 \cdot R_2 \cdot T$$

Ein Vergleich der Bilder 4 und 5 zeigt, daß sich das Anodenstrom-Minimum bei Berücksichtigung des Tangensfehlers bei gleichem L_1 nach rechts verschiebt und stärker ausprägt. Der Mittelwert des Anodenstromes bleibt aber für gleiche Werte von L_1 gleich. Soll das Anodenstrom-Minimum wieder auf den Beginn des Hinlaufs ($t = 0$) fallen, so gilt dafür

$$L_1 \approx 0{,}5 \cdot R_2 \cdot T \qquad (14)$$

Transformatorgröße

Die Größe des Transformators ist bedingt durch die zur Ablenkung notwendige Leistung sowie durch die Leistung, die von der gewählten Ablenk-Endröhre aufgebracht werden kann. Von der Röhre interessiert in erster Linie die Augenblicksleistung, die sie am Ende des Hinlaufs liefern kann. Diese Leistung hängt außer von der Speisespannung von dem maximalen Anodenstrom bei dem kleinsten noch sinnvollen und zulässigen Wert der Anodenspannung ab.

Die **Tabelle 1** enthält die für die Spitzenleistungen des Pentodenteils der Röhren PCL 82 und PCL 85 maßgebenden Werte.

Tabelle 1

		PCL 82	PCL 85
U_b	Speisespannung	207 V	207 V
U_{g2}	Schirmgitterspannung	185 V	188 V
$U_{k/m}$	Spannung der Kathode gegen Masse	16 V	19 V
$U_{a\ min}$	Minimale Anodenspannung	50 V	62 V
$i_{a\ max}$	Maximaler Anodenstrom	80 mA	130 mA

In der Tabelle 1 sind alle Datenblatt-Empfehlungen ($i_{a\ max}$) sowie die Streuung der Daten der Bauteile berücksichtigt. Die maximal mögliche Schirmgitterspannung ist bei der PCL 82 durch die zulässige Schirmgitter-Verlustleistung begrenzt. Die Speisespannung ist hier mit 207 V angesetzt, entsprechend 10% Unterspannung bei einer Nennspannung von 230 V.

Die am Ende des Hinlaufes, d. h. für die Zeit $t = T$ von der Röhre abgegebene Augenblicks-Leistung beträgt

$$P_{Rösp} = \left(U_b - U_{amin} - U_{k/m}\right) \cdot i_{a\,max}$$

Mit den obigen Zahlenwerten wird sie:

$$(207 - 50 - 16)\ \text{V} \cdot 80\ \text{mA} = 11{,}3\ \text{W für PCL 82}$$
$$(207 - 62 - 19)\ \text{V} \cdot 130\ \text{mA} = 16{,}4\ \text{W für PCL 85}$$

Die **Tabelle 2** bringt die Daten der TELEFUNKEN-Ablenkeinheiten AE 62/4 und AE 61/2

Tabelle 2

Ablenksystem	AE 62/4	AE 61/2	
L_2	110	87	mH
R_{Sp} (mit NTC-Widerstand)	48	48	Ω
I_s	230	250	mA
$P_{Sp}\ (t = T)$	6,28	7,12	W
$P_{Tr}\ (t = T)$ PCL 85	10,12	9,28	W
$P_{Tr}\ (t = T)$ PCL 82	5,02	4,18	W

Darin sind:

L_2	Induktivität der Vertikal-Ablenkspulen
R_{Sp}	Summe aus dem Drahtwiderstand der Vertikal-Ablenkspulen und dem vorgeschalteten NTC-Widerstand
I_s	Spitzenwert des Ablenkspulenstromes
$P_{Sp\ (t=T)}$	für die Ablenkspulen am Ende des Hinlaufes benötigte Augenblicks-Leistung
$P_{Tr\ (t=T)}$	am Ende des Hinlaufes zum Decken der Transformator-Verluste bereitstehende Augenblicks-Leistung, nämlich

$$P_{Tr\ (t=T)} = P_{Rö\ sp} - P_{Sp\ (t=T)}$$

Die in der Tabelle 2 enthaltenen Spitzenwerte des Ablenkspulenstromse I_s und der benötigten Leistung $P_{Sp\ (t=T)}$ gelten für die Fernseh-Bildröhre AW 59—91 bei 18 kV Hochspannung und 106% Bildhöhe.

Der Tabelle 2 kann man entnehmen, daß bei Verwendung der PCL 85 die Verluste im Transformator (Magnetisierungs-Verluste und ohmsche Verluste) etwa doppelt so groß werden dürfen wie bei Verwendung der PCL 82.

Transformatorbemessung

Die für den Transformator zur Verfügung stehende (restliche) Spitzenleistung $P_{Tr\ (t=T)}$ muß nach Abzug der je nach Wahl der Hauptinduktivität L_1 verschiedenen Magnetisierungsleistung zweckmäßig auf die Wicklungen aufgeteilt werden. Die Bemessungsvorschrift für L_1 ist:

$$L_1 = R_2 \cdot \frac{T}{m} = \left(R_{Sp} + R_{2w}\right) \cdot \frac{T}{m} \tag{15}$$

$m = \frac{1}{0{,}3}$ für Minimalwert des mittleren Anodenstromes (Gl. 11)

$m = \frac{1}{0{,}5}$ für optimale Schaltungsbemessung unter Berücksichtigung des Tangensfehlers (Gl. 14)

Die Wicklungs-Verlustleistung P_w am Ende des Hinlaufes ($t = T$) ist:

$$P_w = (P_{1w} + P_{2w}) = i_{a\,max}{}^2 \cdot R_{1w} + 2 \cdot I_s{}^2 \cdot R_{2w} \tag{16}$$

Das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2}$ wird nach Gl. (9) so gewählt, daß der Stromhub $i_{a\,ss}$ gleich dem maximalen Anodenstrom $i_{a\,max}$ ist. Führt man ein

$$\ddot{u}_0 = \frac{2 \cdot I_s}{i_{a\,max}} = \frac{2 \cdot I_s}{i_{a\,ss}} \tag{17}$$

so folgt aus Gl. (9)

$$\ddot{u} = \ddot{u}_0 \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \frac{L_2}{L_1} + \frac{R_2 \cdot T}{4 \cdot L_1} + \frac{(L_1 + L_2)^2}{L_1 \cdot R_2 \cdot T}\right] \tag{18}$$

Mit Gl. (15) wird

$$\ddot{u} \approx \ddot{u}_0 \cdot \left[\frac{(m+2)^2}{8 \cdot m} + \frac{m+2}{2} \cdot \frac{L_2}{R_2 \cdot T} \right] \tag{19}$$

Für die Wicklungswiderstände gilt:

$$R_{1w} = \frac{\varrho}{K} \cdot \frac{l_{1w}}{A_{1w}} \cdot w_1^2 \quad \text{und} \quad R_{2w} = \frac{\varrho}{K} \cdot \frac{l_{2w}}{A_{2w}} \cdot w_2^2$$

und für die Windungszahlen

$$w_1^2 = \ddot{u}^2 \cdot \frac{L_1}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot \frac{A_e}{l_e}} \quad \text{und} \quad w_2^2 = \frac{L_1}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot \frac{A_e}{l}}$$

mit den Bezeichnungen

ϱ	spezifischer Widerstand des Wickeldrahtes
l_{1w} l_{2w}	mittlere Windungslänge
A_{1w} A_{2w}	Anteile des Fensterquerschnitts für die Wicklungen
$A_0 = A_{1w} + A_{2w}$	gesamter Fensterquerschnitt
K	Kupferfüllfaktor
μ_0	Permeabilität des Vakuums
μ_r	relative Permeabilität
A_e	Eisenquerschnitt
l_e	Eisenweglänge

Mit Gl. (19) und den darauf folgenden Formeln ergibt sich der Zusammenhang zwischen R_{1w} und R_{2w}

$$R_{1w} \approx \ddot{u}_0^2 \cdot \frac{l_{1w}}{l_{2w}} \cdot \frac{\frac{(m+2)^4}{(8 \cdot m)^2} \cdot R_{2w}^2 + \left[\frac{(m+2)^4}{(8 \cdot m)^2} \cdot R_{sp} + \frac{(m+2)^3}{8 \cdot m} \cdot \frac{L_2}{T} \right] \cdot R_{2w}}{\left(B \cdot \frac{m}{T} - 1 \right) \cdot R_{2w} - R_{Sp}} \tag{20}$$

$$\text{mit } B = \frac{A_0 \cdot K \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \frac{A_e}{l_e}}{\varrho \cdot l_{1w}}$$

Führt man in die Gleichung (16) für die Wicklungs-Verlustleistung die Gleichungen (17), (19) und (20) ein und setzt den Differentialquotienten $\frac{\mathrm{d}\, P_w}{\mathrm{d}\, R_{2w}}$ gleich Null, so ergibt sich für

den sekundären Wicklungswiderstand ein Optimum

$$R_{2w\,opt} = \frac{R_{Sp}}{B \cdot \frac{m}{T} - 1} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \left(B \cdot \frac{m}{T} - 1 \right) \cdot \frac{\frac{l_{1w}}{l_{2w}} \cdot \frac{(m+2)^4}{32 \cdot m^2} - 1 + \frac{l_{1w}}{l_{2w}} \cdot \frac{(m+2)^3 \cdot L_2}{4 \cdot m \cdot R_{Sp} \cdot T}}{\frac{l_{1w}}{l_{2w}} \cdot \frac{(m+2)^4}{32 \cdot m^2} - 1 + B \cdot \frac{m}{T}}} \right) \quad (21)$$

Der optimale primäre Wicklungswiderstand ist durch Einsetzen von Gl. (21) in Gl. (20) zu ermitteln.

Die Wickelraumaufteilung ist bei großen Transformatoren nicht sehr kritisch. Bei kleineren dagegen zeigt sich ein deutliches Optimum.

Auswertung

Für den Betrieb sollen die in den Tabellen 1 und 2 enthaltenen Daten gelten. Die Primärwicklung ist als Unterwicklung angenommen. Gerechnet ist für verschiedene Kerngrößen, für verschiedene Werte $\mu_r \cdot K$ und für die beiden durch $m = 2$ und $m = 3\frac{1}{3}$ gekennzeichneten Fälle des zeitlichen Anodenstromverlaufes. **Bild 6** zeigt für die Ablenk-Einheit AE 62/4 die Hauptinduktivität L_1 als Funktion der Kerngröße mit $\mu_r \cdot K$ und m als Parameter. Die **Bilder 7** und 8 veranschaulichen die Summe der Augenblicksleistungen von Ablenk-Spule und Transformator am Ende des Hinlaufes. In den **Bildern 9, 10** und **11** sind die beiden TELEFUNKEN-Ablenkeinheiten AE 62/4 und AE 61/2 für $\mu_r \cdot K = 120$ bezüglich der Hauptinduktivität und der am Ende des Hinlaufes benötigten Leistung einander gegenübergestellt. Die in diesen Bildern zusätzlich eingetragene Spitzenleistung der Röhre PCL 85 zeigt die beim Verwenden der PCL 85 gegebenen günstigen Dimensionie-

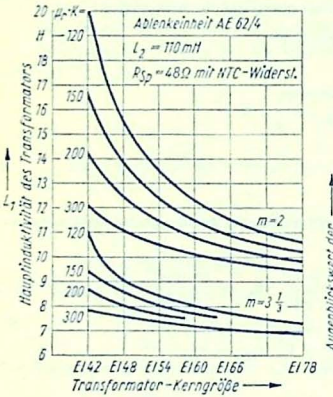


Bild 6

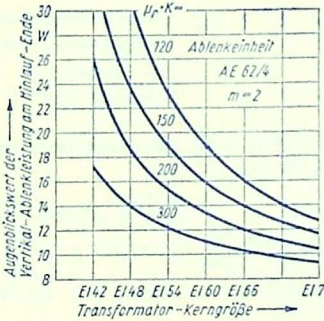


Bild 7

meter. Die **Bilder 7** und 8 veranschaulichen die Summe der Augenblicksleistungen von Ablenk-Spule und Transformator am Ende des Hinlaufes. In den **Bildern 9, 10** und **11** sind die beiden TELEFUNKEN-Ablenkeinheiten AE 62/4 und AE 61/2 für $\mu_r \cdot K = 120$ bezüglich der Hauptinduktivität und der am Ende des Hinlaufes benötigten Leistung einander gegenübergestellt. Die in diesen Bildern zusätzlich eingetragene Spitzenleistung der Röhre PCL 85 zeigt die beim Verwenden der PCL 85 gegebenen günstigen Dimensionie-

rungs-Möglichkeiten. In **Bild 12** werden die möglichen Kerngrößen bei der Spitzenleistung 16,4 W für beide Ablenkeinheiten verglichen. Aus dem Vergleich geht hervor, daß der Transformator für die Ablenkeinheit AE 62/4 ungefähr eine Kerngröße kleiner sein kann

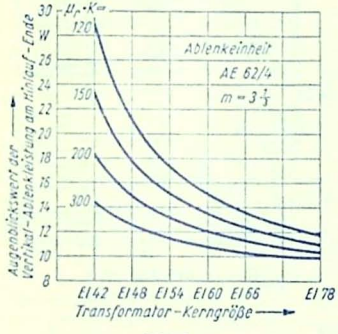


Bild 8

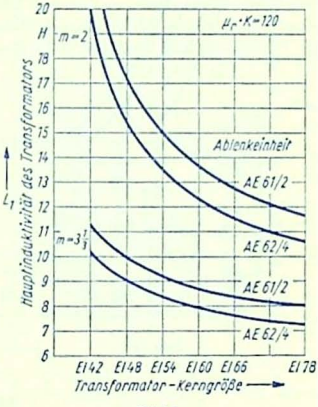


Bild 9

als für die Ablenkeinheit AE 61/2. Abschließend ist in **Bild 13** die Anodenverlustleistung der PCL 85 als Funktion der Transformator-Kerngröße für $m = 2$ und $m = 3\frac{1}{3}$ sowie für mehrere Werte von $\mu_r \cdot K$ aufgetragen.

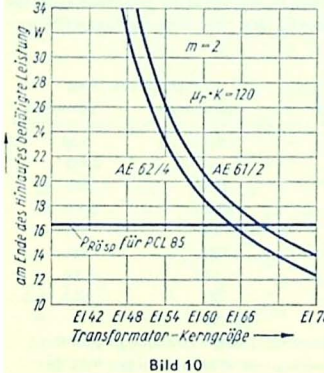


Bild 10

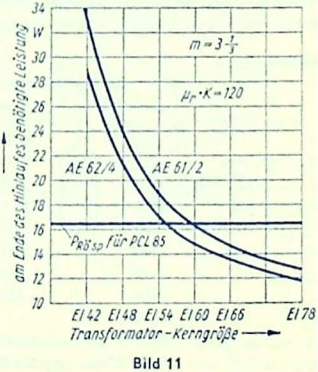


Bild 11

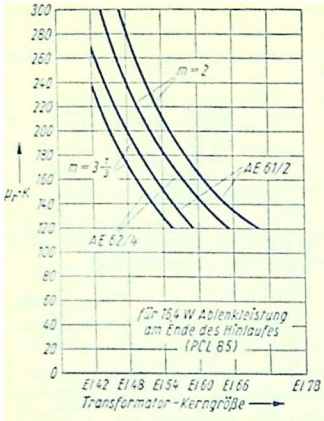


Bild 12

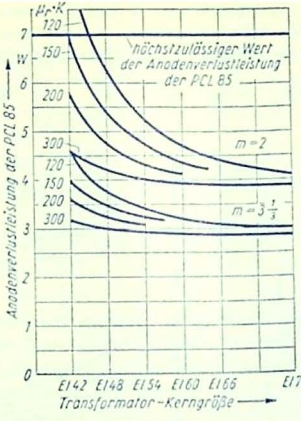


Bild 13

Praktische Ergebnisse

Tabelle 3 enthält für die Transformatoren EI 60 ($\mu_f = 375$, $K = 0{,}4$), und EI 66 ($\mu_f = 300$, $K = 0{,}4$) sowie für die Ablenkeinheit AE 62/4 unter Verwendung der PCL 85 die gemessenen und gerechneten Werte. Die Transformatoren sind für $m = 2$ (Anodenstromminimum am Anfang des Hinlaufs) ausgelegt. Der Spitzenstrom in der Ablenkeinheit beträgt 230 mA bei Betrieb der Fernseh-Bildröhre AW 59—91 mit 18 kV Hochspannung. Die Speisespannung ist mit 207 V angesetzt (entsprechend 10% Netz-Unterspannung).

Tabelle 3

	Kerngröße EI 60		Kerngröße EI 66		
	gerechnet	gemessen	gerechnet	gemessen	
K_1	0,4	0,37	0,4	0,38	
K_2	0,4	0,41	0,4	0,415	
R_{1w} (70 °C)	315	350	345	355	Ω
R_{2w} (70 °C)	22,6	22,5	23,6	23,0	Ω
$U_{k\,m}$	19	20	19	21	V
U_{g2}	188	187	188	186	V
$U_{a\,min}$	70	61	64	60	V
$i_{a\,ss}$	130	133	130	132	mA
L_1	11,45		11,55		H
w_1	2650 Windungen 0,14 CuL		2870 Windungen 0,15 CuL		
w_2	645 Windungen 0,3 CuL		700 Windungen 0,32 CuL		

Impuls-Abtrennschaltung mit der ECH 84

Überblick

Bild 1 veranschaulicht die Schaltung. In **Bild 2** ist eine Variante dieser Schaltung dar gestellt. In beiden Schaltungen werden aus der Videospannung die Synchronisier-Impulse am Gitter 3 des Heptodensystems abgetrennt und die Störungen über das Gitter 1 des Heptodensystems ausgetastet.

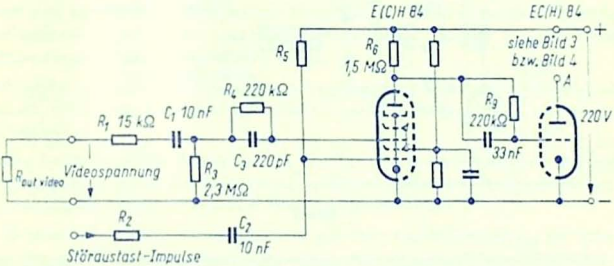


Bild 1

In der Schaltung nach Bild 1 liegt die Anode des Heptodensystems an einer niedrigen Spannung (etwa 25 V). Diese Spannung wird abgegriffen an dem Spannungsteiler, der aus dem hohen Widerstand R_6 einerseits und aus der Reihenschaltung des Widerstandes R_9 mit der Gitter-Kathodenstrecke des Triodensystems anderseits gebildet wird. Mit dem niedrigen Wert der Anodenspannung ergibt sich bereits im Heptodensystem eine Begrenzung.

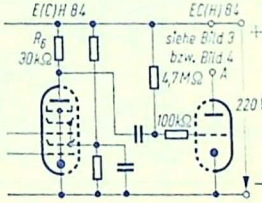


Bild 2

In der Variante nach Bild 2 hat der Anodenwiderstand R_6 des Heptodensystems einen niedrigen und damit die Anodenspannung einen hohen Wert. Folglich werden die abge-

trennten Impulse hier im Heptodensystem nur verstärkt. Begrenzt wird in diesem Fall erst am unteren Kennlinienknick des Triodensystems.

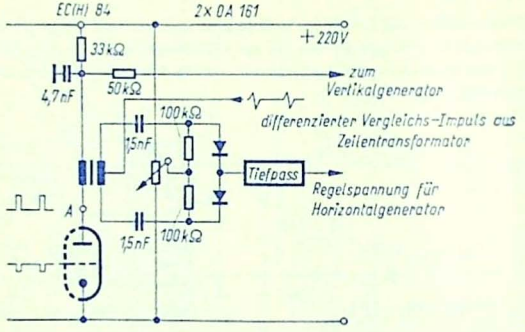


Bild 3

Für die Schaltung des Triodensystem-Anodenzweiges sind aus mehreren Möglichkeiten die durch die **Bilder 3** und **4** veranschaulichten Fälle in Betracht gezogen. Die Schaltungen nach Bild 3 und 4 lassen sich mit beiden Varianten der Heptodenschaltung, Bilder 1 und 2, beliebig kombinieren.

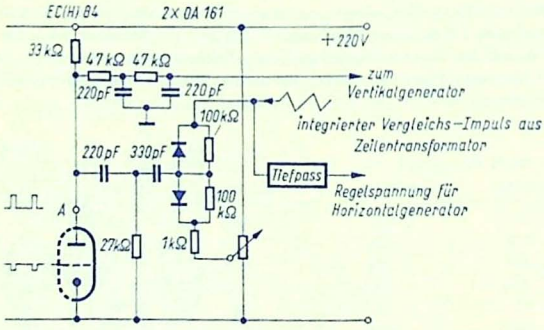


Bild 4

RC-Kombination vor Gitter 3 des Heptodensystems

Die eigentliche RC-Kombination (Bild 1) besteht aus dem Widerstand R_3 und der Kapazität C_1.

Der Widerstand R_1 dient zum Entkoppeln. Er ist notwendig, weil die die Schaltung steuernde Videostufe sonst durch die Parallelschaltung aus der Röhreneingangskapazität und der Schaltkapazität, insgesamt etwa 10 pF, belastet würde. Diese Belastung wäre störend, da der hierzu gehörende kapazitive Widerstand bei einer Frequenz von 5 MHz etwa 3 kΩ beträgt und damit in der Größenordnung des Innenwiderstandes der Videostufe liegt.

Eine weitere RC-Kombination, gebildet aus R_1 und C_3 soll ein Sperren der Röhre durch länger andauernde Störimpulse verhindern: Bei Gitterstrom-Einsatz wird der Kondensator C_1 zunächst über C_3 aufgeladen. Mit zunehmender Aufladung von C_3 geht der Ladestrom in wachsendem Maße über den Widerstand R_1. Damit nimmt die für C_1 geltende Aufladezeitkonstante zu. So wird verhindert, daß sich C_1 auf den Spitzenwert einer kräftigen, länger andauernden Störung auflädt.

Für C_1 wählt man zum Schutz gegen die Auswirkung lang andauernder Störungen eine Kapazität, mit der die Schaltung den Schwankungen der Videospannung eben noch zu folgen vermag.

Meistens bemißt man das Produkt aus R_3 und C_1 so, daß die damit gegebene Entladezeitkonstante etwa gleich der Halbbild-Dauer (20 ms) wird. Den hierfür erforderlichen Wert von R_3 kann man mit folgender Überlegung abschätzen:

Der Ladestrom i_1 für den Kondensator C_1 geht über den Widerstand R_{ig} der Gitter 3-Kathodenstrecke des Heptodensystems, den Kondensator C_3 und den Widerstand R_1 sowie den Innenwiderstand R_{out} der steuernden Videostufe. (Der Kondensator C_3 kann hierbei außer acht gelassen und der sehr geringe, über den Widerstand R_3 fließende Teilstrom vernachlässigt werden.) Somit gilt für den Ladestrom i_1:

$$|\,i_1\,| \approx \left| \frac{U_{video\,K} - U_{C1}}{R_{ig} + R_1 + R_{out}} \right| \qquad \text{worin}$$

$U_{video\,K}$ die Impulskuppen-Urspannung darstellt und $U_{video\,K} - U_{C1} \approx 0{,}5$ V gesetzt werden kann.

Der Entladestrom i_2 des Kondensators C_1 durchfließt die Reihenschaltung aus R_{out} R_1 und R_3, wobei man R_{out} und R_1 gegen R_3 vernachlässigen kann. Demgemäß ergibt sich:

$$|\,i_2\,| \approx \left| \frac{U_{video\,B} - U_{C1}}{R_3} \right| \qquad \text{worin}$$

$U_{video\,B}$ die zum Bildinhalt gehörende Urspannung ist und in dem hier zugrunde gelegten Extremfall (völlig weißes Bild) den Wert Null hat. Dazu gehört

$$|\,i_2\,| \approx \left| \frac{U_{C1}}{R_3} \right|$$

Wegen der gegen die Impulsdauer großen Zeitkonstanten können für i_1 und i_2 konstante Werte angenommen werden. Gemäß der geltenden Fernsehnorm betragen die Ladedauer (Synchronisier-Impulsdauer) 6 µs und die Entladedauer 64 µs − 6 µs = 58 µs.

Da die Ladung für Auf- und Entladen des Kondensators C_1 gleich sein muß, kann man setzen:

$$i_1 \cdot 6\ \mu s = i_2 \cdot 58\ \mu s \qquad \text{oder} \qquad i_2 \approx 0{,}1 \cdot i_1$$

Daraus folgt mit

$$|i_1| \approx \frac{0{,}5\ V}{R_{ig} + R_1 + R_{out}}$$

$$|i_2| \approx \left|\frac{U_{C1}}{R_3}\right| \approx \frac{0{,}05\ V}{R_{ig} + R_1 + R_{out}}$$

Um hieraus R_3 abzuschätzen, muß man zunächst wissen, welcher Wert für U_{C1} in Betracht kommt. Dafür gilt:

Um das Heptodensystem bei einer Schirmgitterspannung von 14 V zwischen Anodenstromeinsatz und Gitterstromeinsatz durchzusteuern, braucht man eine Spannung von etwa 1,8 V. Dazu kommen die 0,5 V, womit die Impulskuppen in den Gitterstrombereich

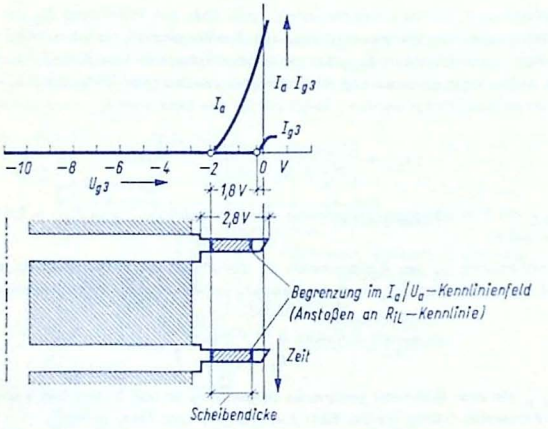


Bild 5

hineinragen, und schätzungsweise 0,5 V als Sicherheit gegen Störungen. Das gibt für die Synchronisier-Impulse als Summe 2,8 V. Hierzu gehört eine Videospannung von 10 V_{ss}, da die Impulse 28 % der Modulation zwischen Impulskuppe und Weißpegel ausmachen **(Bild 5)**. Zu $U_{video\,K} = 10$ V gehört $U_{C1} \approx 9{,}5$ V, da $U_{video\,K} - U_{C1} \approx 0{,}5$ V.

Aufgrund der Kombination R_4 mit C_3 (Bild 1) kommt es nicht zur vollen Aufladung von C_1, weshalb für U_{C1} schätzungsweise nur 5 V einzusetzen sind. Hiermit wird

$$\frac{5\ \text{V}}{R_3} \approx \frac{0{,}05\ \text{V}}{R_{ig} + R_1 + R_{out}}$$

d. h. mit den hier vorausgesetzten Werten von $R_{ig} = 5\ \text{k}\Omega$, $R_1 = 15\ \text{k}\Omega$ und $R_{out} = 3\ \text{k}\Omega$

$$R_3 \approx 23\ \text{k}\Omega \cdot \frac{5\ \text{V}}{0{,}05\ \text{V}} \approx 2{,}3\ \text{M}\Omega$$

Die Schirmgitterspannung

Damit die Synchronisier-Impulse auch bei einem kleinen Videosignal einwandfrei abgetrennt werden, muß man eine niedrige Schirmgitterspannung wählen, um am Abtrenngitter (Gitter 3 des Heptodensystems) eine kurze Kennlinie zu erhalten. In den „Technischen Daten" wird demgemäß für die ECH 84 eine Schirmgitterspannung von nur 14 V empfohlen. Bei noch kleineren Schirmgitterspannungen würden sich die Röhrenstreuungen auf den Anodenstrom so stark auswirken, daß dadurch die Funktion der Schaltung ungünstig beeinflußt werden könnte.

In den Schaltungen nach Bild 1 und 2 wird die Schirmgitterspannung an einem Spannungsteiler abgegriffen. Der Siebkondensator kann entfallen, wenn der Spannungsteiler-Gesamtwiderstand klein genug gewählt wird.

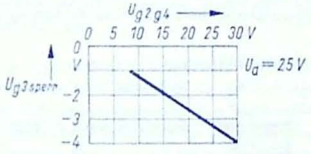


Bild 6

Die Länge der zum Abtrenngitter g_3 gehörenden Kennlinie läßt sich der Amplitude des Videosignals durch gemeinsames Regeln der Schirmgitterspannung U_{g2g1} und des Kontrastes anpassen. Dabei wird dem großen Kontrast eine erhöhte Schirmgitterspannung und so eine verlängerte Abtrennkennlinie, d. h. ein höherer Sperrwert der Spannung $|U_{g3}|$, zugeordnet **(Bild 6)**.

Schaltungsvarianten im Anodenzweig des Heptodensystems

In der Schaltung nach Bild 1 hat der Anodenwiderstand R_6 einen hohen Wert. Außerdem bildet R_6 mit der Reihenschaltung aus dem Widerstand R_9 und dem Widerstand der

Gitter-Kathoden-Strecke des Triodensystems einen Spannungsteiler. Folglich ist die Anodenspannung des gesperrten Heptodensystems gering (etwa 25 V). Die Anodenspannung sinkt, wenn dieses System durch einen Synchronisier-Impuls am Gitter 3 geöffnet wird, wegen des hohen Wertes von R_6 bis fast auf Null ab.

Hierbei werden der Anodenstrom und mit ihm die Amplitude der abgetrennten Synchronisier-Impulse wirksam begrenzt. Höhere Videospannungen als 1,5 V können daher keine weiteren Änderungen des Anodenstromes bewirken. Wählt man den Widerstand R_6 höher als 1,5 MΩ, so wird bei noch niedrigerem Anodenstrom und noch geringerer Steuerspannung am Gitter 3 begrenzt. Der hier verfügbare Anodenstrom wird somit bereits durch einen Teil der Amplitude der Synchronisier-Impulse des Videosignals der Heptode voll ausgesteuert. Die Dicke der dadurch aus den von der Videostufe angebotenen Synchronisier-Impulsen herausgeschnittenen „Scheibe" ist einerseits durch den unteren Kennlinienknick der $I_a(U_{g3})$ - Kennlinie und anderseits durch die Gittervorspannung, bei der die Anodenstrombegrenzung einsetzt, gegeben (Bild 5). Die Dicke der „Scheibe" hängt daher von dem Wert des Widerstandes R_6 und von der Steilheit der $I_a(U_{g3})$ - Kennlinie ab. Folglich können die auf diese Weise an der Anode des Heptodensystems sauber begrenzten Impulse an sich unmittelbar zum Synchronisieren verwendet werden. Dabei ist zu beachten, daß das Heptodensystem einen Impulsgenerator mit hohem Innenwiderstand darstellt.

Im Hinblick auf die richtige Lage des Bildes ist oft ein zeitliches Verlängern der Horizontal-Impulse erwünscht. In der Schaltung nach Bild 1 wird diese Verlängerung auf folgende Weise erreicht:

Sobald die Impuls-Abtrennröhre (Heptode) durch die hintere Flanke der Impulse gesperrt wird, werden die Röhren- und Schaltkapazitäten auf der Anodenseite über den Widerstand R_6 mit großer Zeitkonstante aufgeladen. Diese Aufladung endet, sobald die durch

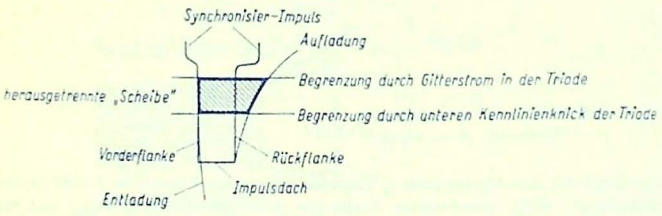


Bild 7

den Spannungsteiler festgelegte Anodenspannung erreicht ist. Durch dieses Aufladen werden die Rückflanken der Impulse verschliffen. Die Vorderflanken dagegen werden nur unmerklich flacher, da sich die Röhren- und Schaltkapazitäten mit sehr kleiner Zeitkonstante über den im R_{iL}-Gebiet kleinen Innenwiderstand der Röhre entladen. Am Beispiel des **Bildes 7** sieht man, daß auf diese Weise die Impuls-Basis verlängert wird, während das Impuls-Dach zunächst seine ursprüngliche Länge beibehält.

Durch ein Begrenzen im Triodensystem, nämlich einerseits durch Gitterstrom sowie anderseits am unteren Knick der $I_a(U_g)$-Kennlinie, werden die Impulse nochmals beschnitten. Die an der Anode des Triodensystems positiven Synchronisier-Impulse sind durch das Beschneiden im Zusammenwirken mit der erwähnten Aufladung auch am Dach bei zeitlich richtigem Einsatz der Vorderflanken verlängert.

In der Schaltung nach Bild 2 werden die am Gitter 3 des Heptodensystems abgetrennten Impulse im Heptodensystem lediglich verstärkt. Um für die nur 6 µs breiten Horizontalimpulse eine genügend große Flankensteilheit zu erreichen, muß deshalb ein Frequenzband von wenigstens 0,5 MHz Breite übertragen werden. Das erfordert einen verhältnismäßig kleinen Wert des Anodenwiderstandes (etwa 30 kΩ). Die Amplitude wird hier am unteren Kennlinienknick des Triodensystems begrenzt. Streuungen der Länge der Abtrenn-Kennlinie am Gitter 3 des Heptodensystems (Schwanzströme) lassen sich weitgehend durch den bei der Begrenzung am Gitter des Triodensystems fließenden Gitterstrom ausgleichen. Kommt bei sehr kleinem Videosignal der Bildinhalt bis zur Anode des Heptodensystems, so ist die $I_a(U_{g3})$-Kennlinie für diesen Fall noch zu lang. Für das Steuern des Triodensystems bleibt jedoch dieser Bildinhalt, solange Gitterstrom fließt, praktisch unwirksam, da hierbei der Widerstand der Gitter-Kathodenstrecke klein gegen den im Gitterkreis liegenden Widerstand von 100 kΩ ist.

Das Austasten der Störungen

Die Vorspannung des Störaustastgitters g_1 des Heptodensystems der ECH 84 (Bilder 1 und 2) wird im Interesse eines hohen Anodenstromes über den hohen Widerstand R_5 vom Pluspol der Speisespannung abgenommen. Damit stellt sich für die Gittervorspannung praktisch der Wert Null ein.

Die dem Gitter 1 über R_2, C_2 zugeführten Störaustastimpulse haben jeweils den Anodenstrom des Heptodensystems der ECH 84 zu sperren. Vielfach wird die am Siebwiderstand der letzten Bild-Zf-Stufe auftretende Spannung zum Störaustasten verwendet. Auch am Bremsgitter der letzten Bild-Zf-Röhre kann eine dafür geeignete Spannung abgegriffen werden. Beide Spannungen enthalten noch Reste des Videosignals. Diese würden das Heptodensystem entgegen der Steuerung, die am Gitter 3 stattfindet, steuern. Das stört jedoch nicht, weil das Heptodensystem in den Zeiten zwischen den Synchronisier-Impulsen ohnehin gesperrt ist.

Dagegen würden die Synchronisier-Impulsreste am Gitter g_1 des Heptodensystems stören, da das Heptodensystem am Gitter 3 während des Auftretens der Synchronisier-Impulse voll geöffnet sein soll. Der Widerstand R_2 dient dazu, die Synchronisier-Impulsreste nicht zur Wirkung kommen zu lassen: Solange am Gitter 1 Gitterstrom fließt, ist der Widerstand der Gitter 1-Kathodenstrecke klein gegen den Wert des in der Gitterzuleitung für die Störaustast-Impulse liegenden Widerstandes R_2. Der Widerstand R_2 wird nämlich so bemessen, daß die Synchronisier-Impulsreste mit Sicherheit im Gitterstromgebiet liegen. Es kann sich daher auf den Anodenstrom des Heptodensystems nur der Teil der Störaustast-Impulse voll auswirken, der die Synchronisier-Impulse übersteigt.

Sinusgenerator-Schaltungen mit der ECH 84

Aufgabe

Die Sinusgenerator-Schaltung dient in Fernsehempfängern zum Erzeugen der für die Zeilen-Endstufe **(Bild 1)** benötigten Ansteuerspannung. Mit dieser Spannung, die aus einer Folge von Ansteuer-Impulsen besteht, wird der Anoden-Strom der Zeilen-Endröhre wechselweise gesperrt und freigegeben **(Bild 2, links)**.

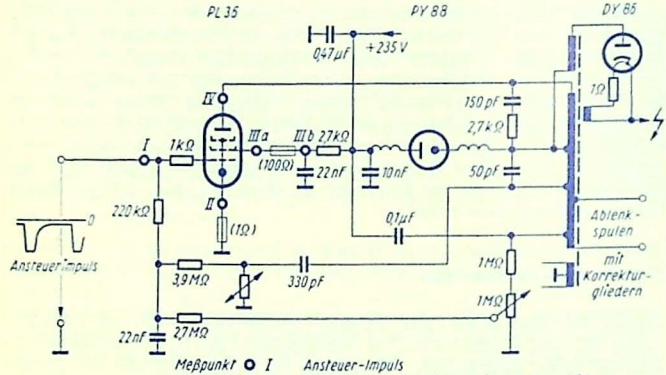


Bild 1

Es ist notwendig, daß der Sperrzustand in sehr kurzer Zeit erreicht wird. Außerdem soll das „Öffnen" der Röhre so vor sich gehen, daß bald nach Beginn des Zeilenhinlaufes ein hoher Anodenstrom fließt.

Gesperrt wird mit Hilfe der Vorderflanke des Ansteuer-Impulses. Deshalb wird diese Flanke (in **Bild 2, rechts** mit stark vergrößertem Zeitmaßstab herausgezeichnet) auch **Sperrflanke** genannt.

Die Rückflanke des Ansteuer-Impulses heißt **„Steuerflanke"**, weil mit ihr nicht nur die Röhre geöffnet, sondern auch der zeitliche Verlauf des Anodenstroms gesteuert wird.

Der Betrag der Ansteuer-Impulsspannung wird von Spitze zu Spitze (in Bild 2 beispielsweise 195 V) angegeben. Er übersteigt den Betrag der zum Sperren der Zeilen-Endröhre notwendigen negativen Steuergitter-Kathodenspannung (in Bild 2 beispielsweise 50 V) wesentlich. Das ist notwendig, weil die Anodenspannung während der Sperrzeit auch nach Sperren des Anodenstromes weiter und zwar auf einige kV ansteigt.

Sperrflanke und zum Sperren benötigte Zeit

Wie schon erwähnt, soll der Sperrzustand der Zeilen-Endröhre in sehr kurzer Zeit erreicht werden. Als Anhaltspunkt hierfür gibt man vielfach die Zeit an, innerhalb der die Spannung der Sperrflanke (Vorderflanke) des Ansteuer-Impulses den Betrag von 0 V bis 100 V durchläuft und bezeichnet diese Zeit als auf 100 V bezogene **Sperrflanken-Anstiegzeit.** Die hierfür gebräuchlichen Werte liegen etwa zwischen 0,8 µs/100 V und 2 µs/100 V. Anstelle der auf 100 V bezogenen Sperrflanken-Anstiegzeit wird oft der Kehrwert davon verwendet, nämlich die **Sperrflanken-Steilheit,** die man ebenfalls auf 100 V bezieht.

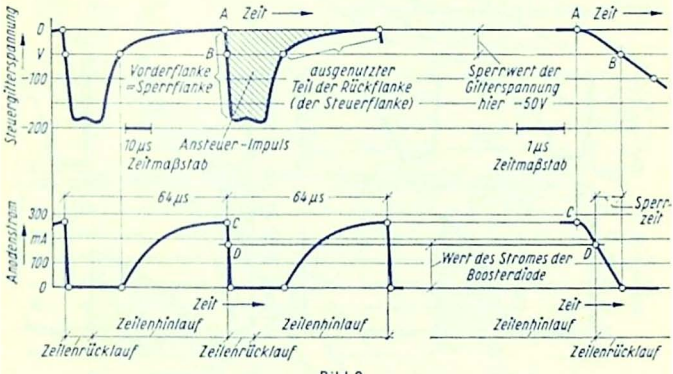


Bild 2

Der Anodenstrom der Zeilen-Endröhre wird zu Null, wenn der Augenblickswert der Sperrflankenspannung den Sperrwert der Steuergitterspannung der Zeilen-Endröhre passiert.

Es wäre naheliegend, die Zeitspanne zwischen Beginn des Sperrflanken-Anstieges und Nullwerden des Stromes der Zeilen-Endröhre als zum Sperren benötigte Zeit zu bezeichnen. Das ist jedoch aus zwei Gründen unzweckmäßig:

- Wie Bild 2, rechts, erkennen läßt, steigt die Sperrflankenspannung nicht abrupt, sondern allmählich an.
- Außerdem ist der Zeilenhinlauf mit dem Beginn der Sperrflanke des Steuer-Impulses noch nicht beendet. Das Ende des Zeilenhinlaufes fällt nämlich erst auf den Zeitpunkt, in dem der absinkende Anodenstrom der Zeilen-Endröhre den Wert des Boosterdiodenstromes passiert. Im vorliegenden Fall wird hierfür ein Wert von 185 mA zugrunde gelegt.

Als Beginn der zum Sperren benötigten Zeit rechnet man somit den Zeitpunkt, in dem der absinkende Anodenstrom den Wert des Stromes der Boosterdiode passiert (siehe Bild 2 unten rechts).

Das **Ende der zum Sperren benötigten Zeit** ist mit dem Zeitpunkt gegeben, in dem der Sperrwert der Gitterspannung durchschritten und so der Wert Null des Anodenstromes erreicht wird (siehe Bild 2 rechts unten).

Steuerflanke und Anodenstrom-Anstieg

Damit die Zeilen-Endstufe ihre Aufgaben richtig zu erfüllen vermag, muß ihr je Periode die zum Decken der Verluste erforderliche Arbeit zugeliefert werden. Diese Arbeit kann als ungefähr proportional dem Integral des Anodenstromes der Zeilen-Endröhre über eine Zeilenperiode angesehen werden. Dieses Integral wird durch die in den **Bildern 3** und 4 schraffierten Flächen veranschaulicht.

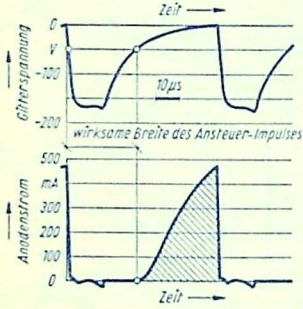


Bild 3

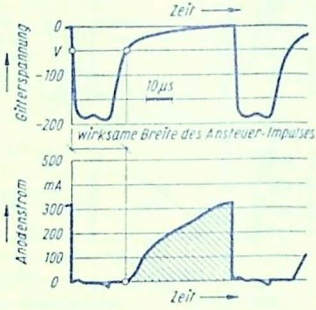


Bild 4

Demgemäß gehört zu einem späten und allmählichen Öffnen der Zeilen-Endröhre zwangsläufig eine entsprechend hohe Anodenstromspitze (vergleiche Bild 3 mit Bild 4). Dieser hohe Spitzenwert ist unerwünscht. Er schränkt die Reserve der Endröhre gegen Alterung bzw. gegen Netzunterspannung ein.

Sperrflanken-Anstiegzeit und zusätzliche Anodenverlustleistung

Die Sperrflanken-Anstiegszeit (auf den Gitterspannungsbereich 0 V ... — 100 V bezogen) ist ein ungefähres Maß nicht nur für die zum Sperren benötigte Zeit sondern auch für die Zeit zwischen Beginn A des Ansteuerimpulses und Ende D der vorangehenden Hinlaufzeit (Bild 2 rechts).

Da der Anstieg des Ansteuer-Impulses eine gewisse (durch die auf 100 V bezogene Sperrflanken-Anstiegzeit charakterisierte) Zeitspanne benötigt, tritt eine zusätzliche Anodenverlustleistung auf. Diese gliedert sich in zwei Anteile. Für beide Anteile ist die Tatsache wesentlich, daß Hand in Hand mit dem Heruntersteuern des Anodenstromes der Zeilen-Endröhre ein Ansteigen ihrer Anodenspannung (infolge der Induktivität der im Anodenstromkreis liegenden Zeilentransformator-Wicklung) vor sich geht.

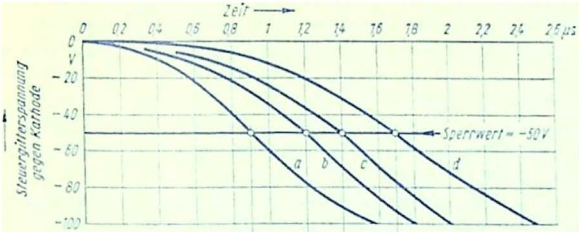
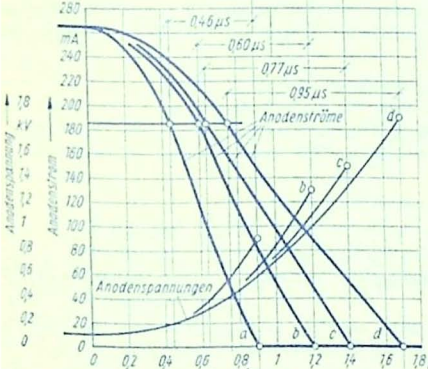
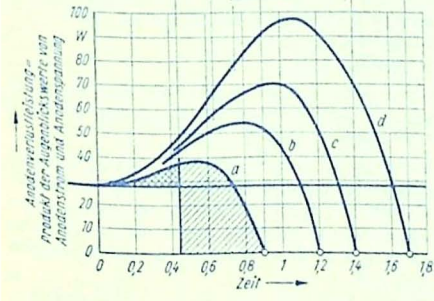


Bild 5



tatsächliche Sperrzeiten:
a) 0,46 µs
b) 0,60 µs
c) 0,77 µs
d) 0,95 µs

Bild 6



	zusätzliche Verlustarbeit	zusätzliche Verlustleistung über 64 µs gemittelt
a)	16 µWs	0,25 W
b)	34 µWs	0,53 W
c)	51 µWs	0,8 W
d)	84 µWs	1,3 W

Fläche ≙ 2 µWs
10 W
0,2 µs

Bild 7

Der **kleinere Anteil** der für den Anstieg des Ansteuer-Impulses benötigten Verlustarbeit entfällt auf die Zeitspanne zwischen Beginn des Ansteuer-Impulses und Ende des Zeilen-Hinlaufes. Er folgt allein aus dem eben genannten Ansteigen der Anodenspannung.

Der **weit größere Anteil** der Verlustarbeit folgt daraus, daß nach dem Ende des Zeilen-Hinlaufes eine gewisse Zeit (nämlich die Sperrzeit) verstreicht, bis der Anodenstrom auf Null heruntergesteuert ist.

Beide Verlustarbeiten treten während jeder Zeilenperiode auf. Man erhält die hierzu gehörenden Verlustleistungen, indem man die Verlustarbeiten durch die Dauer der Zeilenperiode d. h. durch 64 µs teilt.

Es versteht sich von selbst, daß die zwei Anteile der zusätzlichen Anodenverlustleistung umso größer werden, je länger die beiden genannten Zeitspannen sind.

Demgemäß wurde untersucht, wie in der PL 36 die zusätzliche Anodenverlustleistung durch die auf 100 V bezogene Sperrflanken-Anstiegzeit beeinflußt wird. Der Untersuchung lagen zugrunde:

Schaltung nach Bild 1 (Meßpunkte eingetragen)				
Sperrwert der Spannung des Gitters 1 gegen Kathode				— 50 V
Boosterdiodenstrom für Ende des Zeilenhinlaufes				185 mA
Sperrflanken-Anstiegzeiten bezogen auf 100 V:	1,6 µs	1,8 µs	2,0 µs	2,5 µs
Netzüberspannung				+ 10 %

Oszillographiert wurden mit geeichtem Oszillographen

der Ansteuerimpuls	Meßpunkt I
der Kathodenstrom gemessen am Widerstand 1 Ω	Meßpunkt II
der Schirmgitterstrom am Widerstand 100 Ω	Meßpunkte III a und III b
die Anodenspannung	Meßpunkt IV

Der hier interessierende Anodenstrom ergab sich als Differenz aus Kathodenstrom und Schirmgitterstrom (siehe hierzu TELEFUNKEN-Laborbuch Band II, Seite 159).

Die **Bilder 5** und **6** zeigen die Ergebnisse der Messungen bzw. der Rechnungen, nämlich
den zeitlichen Verlauf der Spannung des Gitters 1 gegen die Kathode und
den zeitlichen Verlauf des Anodenstromes sowie
den zeitlichen Verlauf der Anodenspannung

Die Zusammenhänge gelten für die vier, hier zugrunde gelegten Werte der Sperrflanken-Anstiegzeit. Diese Werte erscheinen in Bild 5 unmittelbar, weil hierin der Gitterspannungsbereich von 0 V ... — 100 V berücksichtigt ist.

Die Augenblickswerte der Anodenverlustleistung ergeben sich als Produkte aus den zeitlich zusammenfallenden Augenblickswerten des Anodenstromes und der Anodenspannung. Aufgrund dessen wurde aus Bild 6 das **Bild 7** gewonnen. In ihm sind für die auf 100 V bezogene Sperrflanken-Anstiegzeit von 1,6 µs (Kurve *a*) die beiden Anteile der zusätzlichen Anodenverlustarbeit (je Periode der Zeilenablenkung) durch doppelte bzw. einfache Schraffur kenntlich gemacht.

Um jeweils von der zusätzlichen Verlustarbeit je Zeilenperiode auf die zusätzliche Verlustleistung zu kommen, muß man die Verlustarbeit durch die Dauer der Zeilenperiode, nämlich durch 64 µs dividieren (siehe Tabelle neben Bild 7).

Bild 8 läßt erkennen, wie die zusätzliche Anodenverlustleistung der Zeilen-Endröhre mit wachsender Sperrzeit (bzw. mit wachsender Sperrflanken-Anstiegzeit) rasch zunimmt. Man muß somit von dem Sinusgenerator Ansteuer-Impulse mit kurzer Sperrflanken-Anstiegzeit fordern.

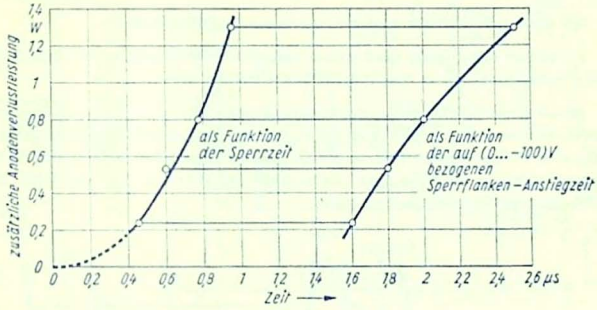


Bild 8

Zwei Möglichkeiten für die Sinusgeneratorschaltung

Der Sinusgenerator arbeitet mit einer Sinusspannung, deren Frequenz nachstimmbar sein muß, und mit einer Umformung der Sinusspannung in die Ansteuer-Impulsfolge.

Der Schaltungsteil, in dem die Sinusspannung zustandekommt, ist der Oszillator des Sinusgenerators.

Der Schaltungsteil, in dem aus der Sinusspannung die Ansteuer-Impulsfolge entsteht, ist der **Verzerrer** (auch **Impulsformer** oder die **Schaltstufe** genannt).

Dazu kommt dann noch die Nachstimmschaltung.

Üblicherweise faßt man in einem Röhrensystem zusammen:

- entweder Oszillator und Nachstimmung, wobei eine gesonderte Schaltstufe benutzt wird (Möglichkeit 1),
- oder Oszillator und Impulsformung, wobei die Nachstimmschaltung mit einem besonderen Röhrensystem bestückt ist (Möglichkeit 2).

Voraussetzungen für kurze Sperrflanken-Anstiegzeiten

Man gewinnt aus der zeitlich sinusförmig verlaufenden Spannung des Sinusgenerators die benötigten Ansteuer-Impulse als Ausschnitte aus der Sinusspannung, d. h. durch Begrenzung. Diese wird auf der einen Seite mit Hilfe einer Steuergitter-RC-Kombination erreicht, womit man den Abschnitt der Sinusspannung wirkungslos macht, der in den Bereich

positiver Gitterspannung fallen würde. Auf der anderen Seite begrenzt man durch ein Steuern bis weit hinein in denjenigen Gitterspannungsbereich, für den der Anodenstrom den Wert Null hat.

Hieraus folgt: Um eine kurze Anstiegzeit durch eine steile Impulsvorderflanke zu erreichen, muß man

- mit einem hohen Scheitelwert der Sinusspannung (**Bild 9**) sowie
- mit kurzem Gitterspannungs-Aussteuerbereich für den Anodenstrom (**Bild 10**) arbeiten, womit man den steilen Abschnitt des Sinusverlaufes ausnutzt, und
- die Gitterkombination des mit der Sinusspannung gesteuerten Röhrensystems passend wählen. In diesem Sinne sorgt man dafür, daß die Zeit, während der ein Gitterstrom fließt, etwa ein Viertel einer Periode der Sinuswechselspannung beträgt. Hiermit ist die weitere Forderung erfüllt, daß die Zeilen-Endröhre während der gesamten Zeilen-Rücklaufzeit mit Sicherheit gesperrt bleibt.

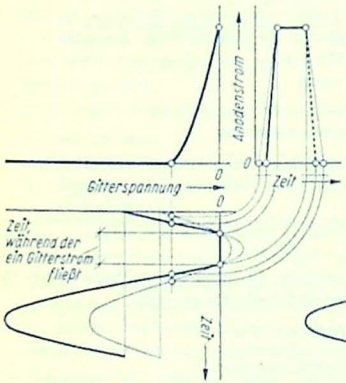


Bild 9

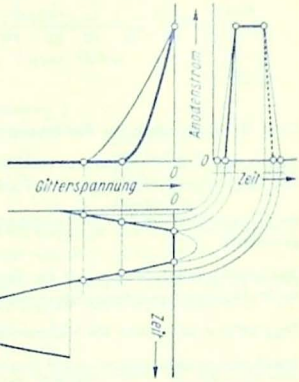


Bild 10

Heptodensystem für Oszillator und Nachstimmung, Triodensystem für Schaltstufe

Die **Bilder 11, 12** und **13** zeigen drei in dieser Weise arbeitende Schaltungen. Der Resonanzkreis für die Sinusspannung liegt jeweils zwischen den zusammengeschalteten Schirmgittern ($g_2 + g_4$) und dem ersten Steuergitter (g_1) des Heptodensystems. Die Nachstimmung erfolgt über dessen zweites Steuergitter (g_3), auf das die aus dem Phasendiskriminator stammende Regelspannung einwirkt. Die hierzu gehörende Reaktanzschaltung nach Bild 11 und 12 arbeitet induktiv und nach Bild 13 kapazitiv.

Die Schaltungen nach Bild 11 und 12 weichen nur durch die Art voneinander ab, in der die Vorspannung für das Gitter 3 des Heptodensystems einstellbar abgegriffen wird.

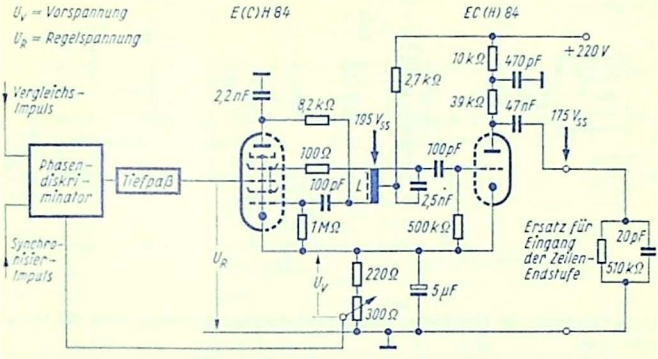


Bild 11

In der Schaltung nach Bild 12 liegt die beiden Systemen gemeinsame Kathode unmittelbar an Masse, womit sich eine etwas höhere Sinusspannung und damit eine ebenfalls etwas höhere Ansteuer-Spannung ergeben.

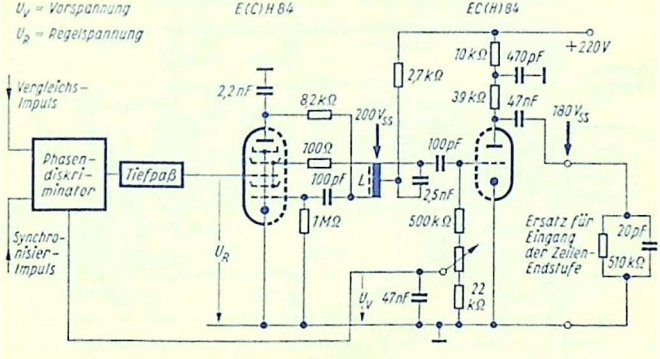


Bild 12

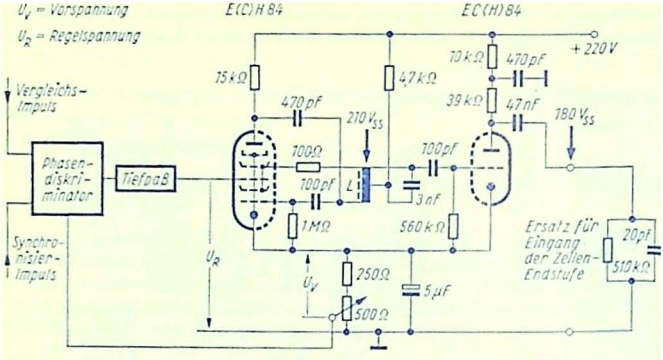


Bild 13

Heptodensystem für Oszillator und Impulsformung, Triodensystem für Nachstimmung

Hierzu gibt Bild 14 ein Beispiel. Die Gittervorspannung für das als Reaktanzröhre arbeitende Triodensystem setzt sich auch hier zusammen aus einer von Hand einstellbaren (Einstellwiderstand 22 kΩ) Spannung

$$U_V = U_{pm} - U_{km}$$

und der vom Phasendiskriminator kommenden Regelspannung zur automatischen Frequenznachregelung.

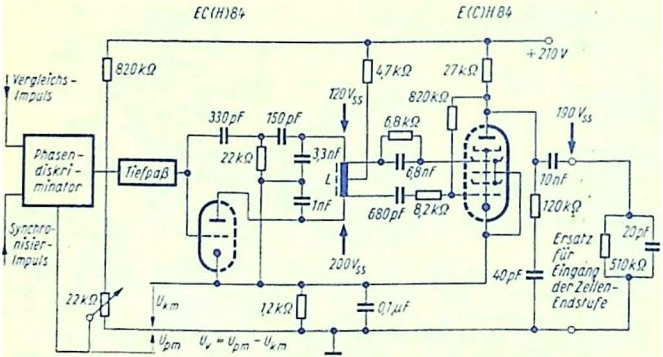


Bild 14

Kathode, Gitter 1 und Gitter 2 des Heptodensystems wirken als Oszillator. Die endgültige Impulsform entsteht zwischen dem Gitter 2 und der Anode des Heptodensystems aufgrund dessen, daß die steuernde Sinusspannung den Bereich übersteigt, der einerseits durch $I_a = 0$ und anderseits durch $U_a =$ Restspannung begrenzt ist.

Meßwerte

Die Oszillogramme der Steuergitterspannung für die Zeilen-Endröhre (Meßpunkt I in Bild 1) entsprechen

für die Schaltungen nach Bild 11, 12 und 13 dem Bild 4 oben und
für die Schaltung nach Bild 14 dem **Bild 15.**

Die auf 100 V bezogenen Sperrflanken-Anstiegzeiten sind

für Bild 11	0,75 µs
für Bild 12	0,73 µs
für Bild 13	1,0 µs
für Bild 14	0,8 µs

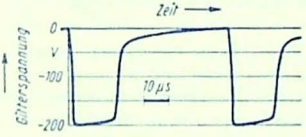
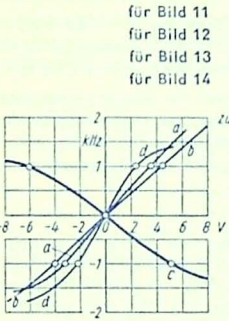


Bild 15

Die mittleren Frequenzregelsteilheiten (bezogen auf ± 1 kHz) betragen (**siehe Bild 16**)

für Bild 11	290 Hz/V	(induktive Nachstimmung)
für Bild 12	240 Hz/V	(induktive Nachstimmung)
für Bild 13	—180 Hz/V	(kapazitive Nachstimmung)
für Bild 14	420 Hz/V	(induktive Nachstimmung)



zu Bild	gehört mit	
11	a	290 Hz/V
12	b	240 Hz/V
13	c	180 Hz/V
14	d	420 Hz/V

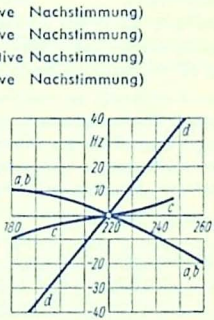


Bild 16

Bild 17

Die Beeinflussung der Frequenz durch Netzspannungsabweichungen von dem hierzu gehörenden Nennwert wird für die vier Schaltungen durch **Bild 17** veranschaulicht.

Einkanal-Nf-Verstärker mit der ECL 86

Überblick

Die ECL 86 ist aufgrund ihrer günstigen Daten sowohl für Einkanal-Wiedergabe wie auch für Stereogeräte von Vorteil.

Im Vergleich zu der ECL 82 hat die ECL 86 eine größere verfügbare Sprechleistung und eine höhere Empfindlichkeit.

Im folgenden werden zunächst Gesichtspunkte behandelt, die beim Entwurf von Nf-Verstärkerschaltungen zu beachten sind. Daran schließt sich die Beschreibung der Schaltung eines mit der ECL 86 bestückten Einkanal-Nf-Verstärkers an.

Frequenzgang und Gegenkopplung als wichtige Gesichtspunkte

Für **Musikwiedergabe** sollte die Verstärkung im Bereich der tiefen Frequenzen und etwas auch im Bereich der hohen Frequenzen angehoben sein. Dabei erweist es sich als günstig, die Anhebung im Bereich der tiefen Frequenzen bei Herabsetzen der Lautstärke prozentual zu erhöhen (sogenannte „gehörrichtige Lautstärkeregelung").

Für **Sprachwiedergabe** hingegen ist ein Absenken der Lautstärke im Bereich der tiefen Frequenzen erwünscht.

Bei größerem Aufwand kann man die Verzerrungen durch eine frequenzunabhängige Gegenkopplung allgemein herabsetzen und den gewünschten Frequenzgang durch ein geeignetes Netzwerk zwischen zwei Vorverstärker-Stufen einstellen. Bei kleinerem Aufwand macht man die Gegenkopplung frequenzabhängig und verbindet so das Herabsetzen der Verzerrungen mit dem Beeinflussen des Frequenzganges. Hierbei ist allerdings, bedingt durch den gewünschten Frequenzverlauf, nur im mittleren Frequenzbereich stark, in den Bereichen der hohen und tiefen Frequenzen dagegen nur recht schwach gegengekoppelt.

Häufig wird, wie in der nachstehend beschriebenen Schaltung, die Gegenkopplungsspannung an einen kleinen Widerstand am Fußpunkt des Lautstärkereglers gelegt. Dabei hängt der Gegenkopplungsgrad von der Stellung des Schleifers am Lautstärkeregler ab.

Die hohe mit der ECL 86 erreichbare Verstärkung gestattet, wie das hier ausgenutzt wird, eine zusätzliche frequenzunabhängige Gegenkopplung, die man immer dann einschalten kann, wenn die Eingangsspannung, wie z. B. beim Empfang des Ortssenders, zur vollen Aussteuerung hiermit noch ausreicht. Damit erreicht man eine Klangqualität, die im Vergleich zu dem Aufwand beachtlich gut ist.

Die Schaltung (Bild 1)

Die Nf-Spannung gelangt an den Lautstärke-Einstellwiderstand R_3 über ein einstellbares RC-Glied. Dieses (Schicht-Drehwiderstand $R_1 = 16\ \mathrm{M\Omega}$ parallel zu $C_1 = 200\ \mathrm{pF}$) dient bei Sprachübertragung zum Absenken im Bereich der tiefen Frequenzen. Der positiv logarithmische (steigend exponentielle) Schicht-Drehwiderstand $R_3 = 1{,}6\ \mathrm{M\Omega}$ zum Einstellen der Lautstärke hat, wie üblich, bei etwa 350 kΩ vom unteren Ende eine Anzapfung. Die zwischen der Anzapfung und Masse liegende Reihenschaltung aus C_2 und R_2 ergibt bei Einstellung auf geringe Lautstärke ein leichtes Anheben im Bereich der tiefen Frequenzen.

Die Gittervorspannung des Triodensystems entsteht durch den Gitteranlaufstrom am Widerstand R_5 (siehe auch Seite 175). Die Kathode liegt über zwei kleine Widerstände R_6 und R_7 an Masse. Diese Widerstände dienen zum Einspeisen einer Gegenkopplungsspannung. Sie tragen jedoch mit ihren niedrigen Werten im Zusammenhang mit dem geringen Anoden-Gleichstrom des Triodensystems kaum zur Gittervorspannung bei.

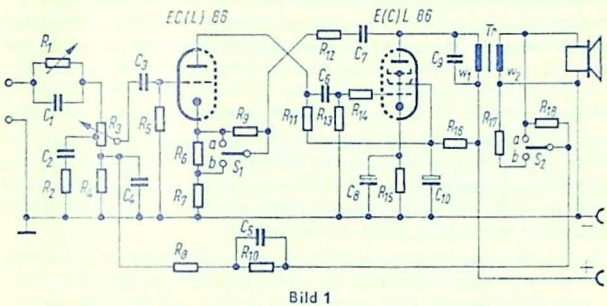


Bild 1

Die Gittervorspannung des Pentodensystems wird in üblicher Weise an einem mit C_8 überbrückten Kathodenwiderstand R_{15} gewonnen.

Mit der Übersetzung des Ausgangstransformators erhält man den für die ECL 86 erforderlichen Arbeitswiderstand von 7 kΩ mit der Belastung durch einen 4 Ω-Lautsprecher. Parallel zum Eingang des Ausgangstransformators liegt ein 300 pF-Kondensator C_9 zum Erhöhen der Sicherheit gegen Auftreten von Schwingungen.

Als Anoden- und Schirmgitterspannung des Pentodensystems ergeben sich hier mit einer Speisespannung von 275 V Gleichspannungen von jeweils 250 V. Die Anodenspannung der Vorröhre wird von der gesiebten Schirmgitterspannung der Endröhre abgenommen.

Die Gegenkopplungen

Die eine Gegenkopplungsspannung wird von der Anode des Pentodensystems abgenommen und liegt über C_7 und R_{12} an der Kathode der Vorröhre. Der Kondensator C_7 dient nicht zum Beeinflussen des Frequenzganges, sondern nur zum Abtrennen der Anodengleichspannung. Diese Gegenkopplung ist praktisch frequenzunabhängig. Der Wert von C_7 wurde nämlich so gewählt, daß der kapazitive Widerstand $1/(\omega \cdot C_7)$ bis herunter auf etwa 50 Hz sehr viel kleiner bleibt als der Wert von R_{12}.

Die andere Gegenkopplung ist frequenzabhängig. Sie führt von der Sekundärseite des Ausgangstransformators zu einem Widerstand im Fußpunkt des Widerstandes R_3, an dem die Lautstärke eingestellt wird. Zwei RC-Glieder sorgen hier für den gewünschten Frequenzgang, nämlich für ein Anheben in den Bereichen der tiefen und hohen Frequenzen gegenüber dem Bereich der mittleren Frequenzen.

Wenn die frequenzunabhängige Gegenkopplung geändert wird, hätte das im Prinzip einen Einfluß auf die frequenzabhängige Gegenkopplung und damit auf den Frequenzgang des Verstärkers: Bei erhöhter frequenzunabhängiger Gegenkopplung wird die Aus-

gangsspannung geringer. Damit verliert die frequenzabhängige Gegenkopplung an Wirksamkeit. Die Anhebungen in den Bereichen der hohen und tiefen Frequenzen werden eingeebnet. Das ist unerwünscht. Folglich muß man die frequenzabhängige Gegenkopplung im gleichen Sinn wie die frequenzunabhängige Gegenkopplung ändern.

Zu diesem Zweck sind die beiden Schalter S_1 und S_2, mit denen zwei Gegenkopplungsstufen eingestellt werden können, mechanisch gekoppelt. In der Schalterstellung a sind beide Gegenkopplungen voll wirksam: Der zur frequenzunabhängigen Gegenkopplung gehörende Zweig, der über C_7 und R_{12} führt, liegt unmittelbar an der Kathode des Triodensystems. Folglich tritt die Gegenkopplungsspannung an der Reihenschaltung von R_6 und R_7 auf. An dem Gegenkopplungszweig für die frequenzabhängige Gegenkopplung wirkt sich in dieser Schalterstellung a die volle Ausgangsspannung des Verstärkers aus.

In der Schalterstellung b ist die frequenzunabhängige Gegenkopplung dadurch geschwächt, daß nur noch die an R_7 auftretende Gegenkopplungsspannung zur Geltung kommt. Für die frequenzabhängige Gegenkopplung bilden in dieser Schalterstellung b die Widerstände R_{17} und R_{18} einen Spannungsteiler, von dem nur die auf den Widerstand R_{17} entfallende Teilspannung gegenkoppelnd wirkt.

Durch die Kombination der beiden Gegenkopplungen, wobei für die eine Gegenkopplung eine Spannung an der Primärseite, für die andere eine Spannung an der Sekundärseite des Ausgangstransformators abgenommen wird, erreicht man eine teilweise Kompensation der durch die Streuinduktivität bedingten Phasenfehler und damit eine erhöhte Sicherheit gegen Selbsterregung.

Die Widerstandskombination R_6, R_9 muß so bemessen werden, daß über den Schalter S_1 ein nur sehr kleiner Anteil des Kathodengleichstromes gehen kann. Würde über diesen zur frequenzunabhängigen Gegenkopplung gehörenden Schalter ein größerer Anteil des Kathodengleichstromes fließen, so ergäbe sich beim Umschalten ein Knackgeräusch.

In der Stellung b des Schalters S_1 liegt die Gegenkopplungsspannung zwischen dem Verbindungspunkt der Widerstände R_6 und R_7 und Masse. In der Schalterstellung a ist R_9 kurzgeschlossen, womit die Gegenkopplungsspannung unmittelbar zwischen der Kathode des Triodensystems und Masse auftritt. In der Schalterstellung b ist R_9 dem Widerstand R_6 parallel geschaltet. Der Wert des Widerstandes R_9 muß zum Vermeiden des Knackgeräusches groß gegen den des Widerstandes R_6 sein. Gewählt wurde daher $R_9 = 4{,}7\ \text{k}\Omega$ bei $R_6 = 200\ \Omega$.

Ausschalter statt Umschalter

Anstelle von Umschaltern kann man für S_1 und S_2 auch Ausschalter einsetzen. Dabei gilt für Stellung a (volle Gegenkopplung) „aus" und für Stellung b (Teilgegenkopplung) „ein". An der frequenzunabhängigen Gegenkopplung ändert sich damit nur wenig, da $R_9 \ll R_{12}$. Die frequenzabhängige Gegenkopplung wird für Schalterstellung a („aus") etwas geschwächt (R_8 ist nämlich nur etwa viermal so groß wie R_{18}), für Schalterstellung b ist der Ausschalter dem Umschalter gleichwertig.

Meßwerte

Für mittlere Lautstärke-Einstellung besteht in der Schalterstellung b (Teil-Gegenkopplung) eine etwa 2fache frequenzabhängige sowie eine etwa 3fache Gesamt-Gegenkopplung und

in der Schalterstellung a (volle Gegenkopplung) eine etwa 5fache frequenzabhängige sowie eine etwa 7fache Gesamt-Gegenkopplung.

Den Frequenzgang-Kennlinien und den Klirrgrad-Kennlinien liegt die Belastung durch die 4 Ω-Triebspule des Lautsprechers selbst zugrunde. Als Eingangsspannungen sind jeweils die Urspannungen (u_0) angegeben. Der hierzu gehörende Quellwiderstand R_q wurde für die Messung bei voller Gegenkopplung mit 330 kΩ und für die Messung bei Teilgegenkopplung mit 100 kΩ gewählt.

Die Frequenzgänge (**Bilder 2 und 3**) beziehen sich auf eine Lautsprecher-Klemmenspannung, mit einem Effektivwert von 0,5 V bei 1 kHz.

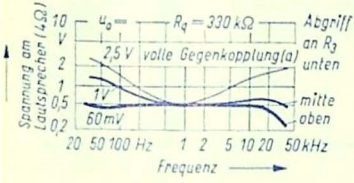


Bild 2

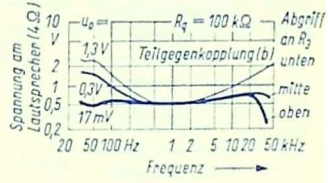


Bild 3

Die **Bilder 4** und **5** veranschaulichen, wie der Gesamtklirrgrad bei verschiedenen Stellungen des Abgriffes an R_3 und bei den Frequenzen 90 Hz sowie 1 kHz von der Ausgangsleistung abhängt.

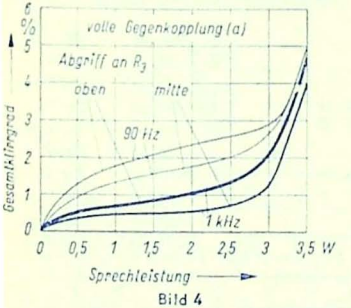


Bild 4

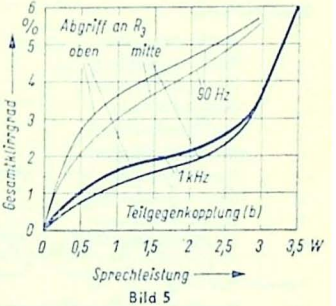


Bild 5

Im übrigen gilt: Bei Abgriff oben an R_3 (volle Lautstärke) werden bei 3,5 W Leistungsabgabe von der Sekundärseite des Ausgangstransformators

mit voller Gegenkopplung bei 1 kHz etwa 430 mV Urspannung (R_q = 330 kΩ) benötigt, wobei der Klirrgrad etwa 4,6 % beträgt, während

mit Teilgegenkopplung bei 1 kHz etwa 135 mV Urspannung (R_q = 100 kΩ) erforderlich sind und ein Klirrgrad von 6 % auftritt.

Die Urspannungen sind als Effektivwerte angegeben.

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schicht-Drehwiderstand, positiv logarithmisch	16 MΩ	
R_2	Schichtwiderstand	51 kΩ	0,1 W
R_3	Schicht-Drehwiderstand, positiv logarithmisch mit Anzapfung bei 350 kΩ	1,6 MΩ	
R_4	Schichtwiderstand	1,2 kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	10 MΩ	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand	200 Ω	0,25 W
R_7	Schichtwiderstand	100 Ω	0,25 W
R_8	Schichtwiderstand	4,7 kΩ	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand	4,7 kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	5,1 kΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	220 kΩ	0,5 W
R_{12}	Schichtwiderstand	250 kΩ	0,25 W
R_{13}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,1 W
R_{14}	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
R_{15}	Schichtwiderstand	170 Ω	0,5 W
R_{16}	Schichtwiderstand	2,5 kΩ	0,5 W
R_{17}	Schichtwiderstand	200 Ω	0,1 W
R_{18}	Schichtwiderstand	1,1 kΩ	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Styroflexkondensator	200 pF	125 V =
C_2	Styroflexkondensator	10 nF	125 V =
C_3	Styroflexkondensator	20 nF	125 V =
C_4	Papierkondensator	0,1 µF	125 V =
C_5	Styroflexkondensator	60 nF	125 V =
C_6	Styroflexkondensator	20 nF	250 V =
C_7	Papierkondensator	0,1 µF	500 V =
C_8	Elektrolytkondensator	100 µF	12/15 V =
C_9	Styroflexkondensator	300 pF	250 V =
C_{10}	Elektrolytkondensator	50 µF	350 V =

Transformator

T_r Kern EI 84 a Luftspalt 0,16 mm, Dynamoblech IV

w_1 3 × 1360 Windungen 0,2 CuL in Serie } für 4 Ω-Lautsprecher

w_2 2 × 98 Windungen 0,65 CuL parallel }

Wicklungen w_1 und w_2 verschachtelt.

Schalter

S_1, S_2 je ein einpoliger Um- oder Ausschalter, beide gekuppelt.

Röhre ECL 86

Anwendungsbeispiele für die Vierstrecken-Spannungsstabilisatorröhre ZZ 1030 (STV 500/0,1)

Aufbau und wichtigste Eigenschaften

Innerhalb eines gasgefüllten Glaskolbens befinden sich vier voneinander elektrisch getrennte Glimmstrecken. Jede dieser Strecken ist in einem nicht verschmolzenen Glasröhrchen untergebracht. Dadurch bleibt der gesamte Gasvorrat für alle Glimmstrecken verfügbar, während eine Stromübernahme zwischen den einzelnen Strecken vermieden wird. Die Glimmstrecken haben Reinmetallkathoden. Deshalb betragen die Brennspannungsänderungen für die ersten 300 Betriebsstunden sowie für jeweils 10 000 weitere Stunden lediglich 0,1%.

Für jede der vier Glimmstrecken gilt:

Zündspannung 145 V ... 155 V	Brennspannung 123 V ... 127 V			
Untere Grenze des ausnutzbaren Strombereichs	90	110	117	120 µA
bis zu einer Parallelkapazität von	0,02	0,1	1	10 µF

Obere Grenze des ausnutzbaren Strombereiches 500 µA

Differentieller Innenwiderstand 12 kΩ ... 20 kΩ

Speiseschaltung für Photovervielfacher

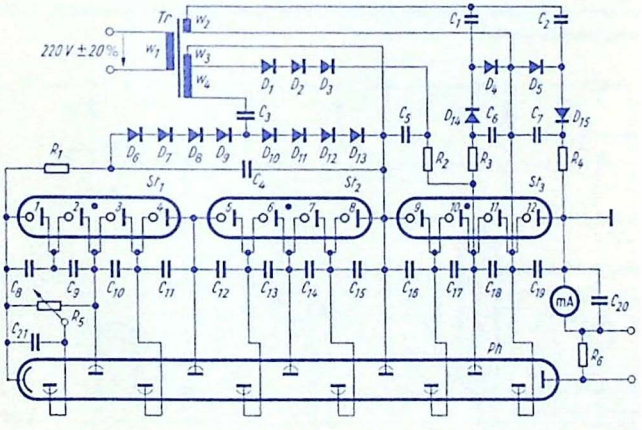


Bild 1

Die Elektroden eines Photovervielfachers (Photokathode, Dynoden und Anode) erfordern eine hohe, gleichmäßig unterteilte Gleichspannung.

Da die Elektrodenströme einerseits niedrige Werte haben, anderseits aber vielfach impulsweise auftreten, eignet sich als Spannungsteiler besonders gut die Reihenschaltung von Glimmstrecken mit nur geringen Glimmströmen, die durch Kondensatoren einzeln überbrückt sind. In der Speiseschaltung nach **Bild 1** sind für eine Gesamtspannung von rund 1,5 kV die Glimmstrecken von drei Spannungsstabilisator-Röhren STV 500/0,1 hintereinander geschaltet.

Weil der Strom, der durch das auf die Photokathode auffallende Licht bedingt ist, von Dynode zu Dynode einen höheren Wert annimmt, werden die Glimmstrecken 1 ... 8, 9 ... 10, 11 und 12 aus getrennten Gleichrichterschaltungen über Vorwiderstände mit abgestuften Werten gespeist. Drei dieser vier Gleichrichterschaltungen arbeiten mit Spannungsverdopplung.

Zeitschalter für Schaltzeiten von 3 s ... 360 s, einstellbar in 4 Stufen mit den Bereichen 3 s ...12 s, 9 s ... 36 s, 30 s ... 120 s und 90 s ... 360 s

Ein solcher Zeitschalter kann außer in industriellen Anlagen z. B. auch in Photolaboratorien mit Vorteil verwendet werden.

Dieser Zeitschalter arbeitet mit einer einstellbaren Vorspannung für den „Zeitkondensator" C_3. In dem Spannungsteiler, an dem die Vorspannung und damit (innerhalb der mit dem Schalter S_2 eingestellten Stufe) die Zeit wählbar ist, liegt ein Abgleich-Widerstand R_{10}. Mit ihm können Streuungen ausgeglichen werden. Hierdurch kann der Zeitablauf für alle vier Bereiche gemeinsam mit einer Skala für den Einstellwiderstand R_9 in Einklang gebracht werden.

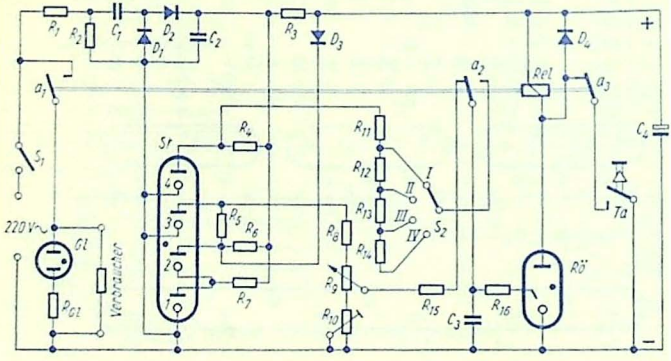


Bild 2

Als Schalter für die Erregung des hier benutzten Stromstoßrelais Rel dienen zum Ingangsetzen die Taste Ta (**Bild 2**) und zum Stillsetzen der Schaltung die Kaltkathoden-Relaisröhre $Rö$. Das Relais bzw. die Reihenschaltung aus Relais und Kaltkathodenröhre werden aus dem jeweils über $R_3 = 2{,}2\ M\Omega$ nachgeladenen Kondensator C_1 gespeist. Das ermöglicht es, die Stromaufnahme der Schaltung klein zu halten und bezweckt außerdem ein Selbstlöschen der Relaisröhre.

Der Zeitschalter arbeitet durchweg mit stabilisierten Spannungen. Aus der 220 V-Wechselspannung des Netzes wird in einer Spannungsverdopplerschaltung eine Speise-Gleichspannung von etwa 600 V gewonnen. An der Reihenschaltung der beiden Glimmstrecken 1 und 2 folgt hieraus eine stabilisierte Spannung von 250 V. Auf diesen Wert wird die Spannung am Kondensator C_1 mit Hilfe der Diode D_3 begrenzt. An der doppelt stabilisierten Spannung der Glimmstrecke 3 liegt der Spannungsteiler $R_8 \dots R_{10}$. Daran wird die Spannung abgegriffen, die den Kondensator C_3 im Ruhezustand der Schaltung auf einen Wert auflädt, der mehr oder weniger weit unter der Starter-Zündspannung der Relaisröhre liegt.

Der Kondensator C_1 wird hier nicht unmittelbar mit der an der Reihenschaltung der Glimmstrecken 1 und 2 liegenden stabilisierten Spannung von 250 V aufgeladen.

In der hier gewählten Spannungsbegrenzerschaltung geschieht das Nachladen mit 600 V und wird mittels der Diode D_3 abgebrochen, sobald C_1 auf die Brennspannung der Stabilisatorstrecken 1 und 2 (250 V) aufgeladen ist (**Bild 3**). Dadurch sind diese Strecken der Stabilisatorröhre von der Ladestromspitze entlastet. Außerdem wird so die Rückstellzeit von 3 s auch bei Netz-Unterspannung erreicht.

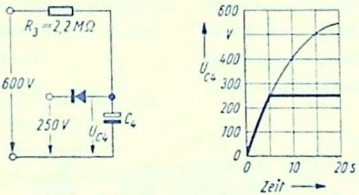


Bild 3

Die Spannung an der Glimmstrecke 4 ist die Speisespannung für den mit dem Stufenschalter S_2 wählbar abzugreifenden Nachladestrom von C_3, womit die Spannung an diesem Kondensator nach Ablauf der eingestellten Zeit von dem eingestellten Grundspannungswert auf den Starter-Zündspannungswert der Röhre erhöht wird.

Nach Drücken der Taste Ta erhält das Relais einen Stromstoß und stellt die Kontakte in Arbeitsstellung. Hierdurch wird der Kondensator C_3 je nach der gewählten Zeitstufe (I ... IV) über R_{11} oder $R_{11} \dots R_{12}$ oder $R_{11} \dots R_{13}$ oder $R_{11} \dots R_{14}$ nachgeladen. Ist damit an C_3 der Wert der Starter-Zündspannung erreicht, so zündet die Relaisröhre. Dadurch

bekommt das Relais erneut einen Stromstoß und stellt die Kontakte in Ruhestellung und damit den Ruhezustand der Schaltung her.

An R_{10} wird der Einstellbereich für die an R_9 abgreifbare Lade-Grundspannung des Kondensators C_3 geeicht. Durch Einstellen der Grundspannung von C_3 bestimmt man innerhalb der mit dem Stufenschalter S_2 gewählten Stufe die Nachladezeit von C_3 und damit die Schaltzeit der Schaltung.

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	11 MΩ
R_2	Schichtwiderstand	3,8 MΩ
R_3	Schichtwiderstand	1,75 MΩ
R_4	Schichtwiderstand	510 kΩ
R_5	Schicht-Drehwiderstand	25 MΩ
R_6	Schichtwiderstand	1 MΩ

Kondensatoren

$C_1 \dots C_3$	Papierkondensatoren	0,25 µF
C_4	Papierkondensator	0,1 µF
C_5	Papierkondensator	0,25 µF
C_6 C_7	Papierkondensatoren	0,1 µF
$C_8 \dots C_{15}$	Papierkondensatoren	20 nF
$C_{16} \dots C_{20}$	Papierkondensatoren	50 nF
C_{21}	Papierkondensator	20 nF

Netztransformator

Tr	Kern M 55	Wicklung	w_1	w_2	w_3	w_4
		Windungen	2750	3000	3100	9000
		Draht CuL	0,1 mm	0,05 mm	0,05 mm	0,05 mm

Dioden

$D_1 \dots D_{15}$	Siliziumdioden	BAY 16

Spannungs-Stabilisatorröhren

$St_1 \dots St_3$	Stabilisatorröhren	ZZ 1030 (STV 500/0,1)

Photovervielfacher

Ph	XP 1060 (CAV 50)

Schaltteilliste zu Bild 2

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	1 kΩ	
R_2	Schichtwiderstand	1 MΩ	
R_3	Schichtwiderstand	2,2 MΩ	
R_4	Schichtwiderstand	1,8 MΩ	
R_5	Schichtwiderstand	300 kΩ	
R_6	Schichtwiderstand	430 kΩ	
R_7	Schichtwiderstand	22 MΩ	
R_8	Schichtwiderstand	250 kΩ	
R_9	Schicht-Drehwiderstand	200 kΩ	
R_{10}	Schicht-Einstellwiderstand	390 kΩ	
R_{11}	Schichtwiderstand	3,75 MΩ	± 1%
R_{12}	Schichtwiderstand	7,5 MΩ	± 1%
R_{13}	Schichtwiderstand	26,5 MΩ	± 1%
R_{14}	Schichtwiderstand	75 MΩ	± 1%
R_{15}	Schichtwiderstand	100 kΩ	
R_{16}	Schichtwiderstand	33 kΩ	

Kondensatoren

C_1	Papierkondensator	0,25 µF	
C_2	Papierkondensator	0,1 µF	1000 V =
C_3	Metallpapierkondensator	4 µF	500 V =
C_4	Elektrolytkondensator	4 µF	350 V =

Schalter und Relais

S_1	Netzschalter einpolig
S_2	Stufenschalter
Ta	Tastenschalter
Rel	Stromstoßrelais mit den Schaltfedern a_1, a_2 und a_3 Trls 6a TBr 62020/886 79 r mit Umkehrfedersatz Siemens & Halske AG

Dioden

D_1 D_2	Siliziumdioden	BAY 16
D_3 D_4	Siliziumdioden	OA 132

Röhren und Glimmlampe

St	Spannungs-Stabilisatorröhre	ZZ 1030 (STV 500/0,1)
$Rö$	Kaltkathoden-Relaisröhre	5823 A
Gl	Anzeige-Glimmlampe 220 V~ mit eingebautem Vorwiderstand R_{gl}	

Photoelektronische Bauelemente

Begriffserklärungen

In photoelektronischen Bauelementen wird ein Stromdurchgang durch Vakuum, verdünnte Gase oder Halbleiter mittels Einwirkung von Licht verursacht, ermöglicht oder erleichtert. Zum Licht werden in diesem Zusammenhang meistens auch Ultraviolettstrahlung und manchmal Infrarotstrahlung gerechnet.

Die hier benutzten Bezeichnungen gründen sich auf DIN 44020.

Weitere Ausdrücke, die für „photoelektronisches Bauelement" in seiner allgemeinen Bedeutung benutzt werden, sind: **photoelektrisches Bauelement, photoelektrische Zelle, lichtelektrische Zelle, photoelektrischer Empfänger, lichtelektrischer Empfänger.**

Englische Ausdrücke: *photoelectric cell (photosensitive cell).*

Charakterisierung der einzelnen Bauelemente

● Die **Photozelle** ist eine Elektronenröhre mit Kathode und Anode. Die belichtete Kathode emittiert Elektronen. So ergibt sich unter Mitwirkung der Anodenspeisespannung ein mit der Beleuchtungsstärke zunehmender Strom. Man baut **Hochvakuum-Photozellen (Vakuum-Photozellen)** und **gasgefüllte Photozellen.**

Englische Bezeichnungen allgemein: *photosensitive tube, phototube* und im besonderen: *vacuum phototube* sowie *gas phototube.*

● Der **Photovervielfacher** ist die Kombination einer Vakuum-Photozelle mit einem Sekundärelektronen-Vervielfacher. Der Vervielfacher besteht aus einem Elektrodensystem. Seine erste Elektrode dient zusätzlich als Anode der Photozelle. Diese und die weiteren Elektroden des Vervielfachersystems (mit Ausnahme der letzten Elektrode dieses Systems) arbeiten als **Dynoden (Prallelektroden, Prallanoden, Vervielfachungs-Elektroden).** Eine Dynode ist eine Elektrode, aus der bei Elektronen-Aufprall Elektronen herausgeschlagen werden. Diese Sekundärelektronen beschleunigt eine Gleichspannung nach einer weiteren Elektrode hin. Für die Dynoden haben die Sekundäremissionsströme höhere Werte als die Aufprallströme. Die damit gegebene Stromverstärkung findet von Dynode zu Dynode stufenweise statt. Andere Bezeichnungen für den Photovervielfacher sind: Vervielfacher-Photozelle und Sekundärelektronen-Vervielfacher (SEV).

Englische Ausdrücke: *photomultiplier* und *multiplier phototube.*

● Der **Photowiderstand** ist ein Halbleiter-Bauelement, dessen stromrichtungsunabhängiger Leitwert bei Beleuchtung zunimmt. Man nennt ihn auch **Photoleiter, Photoleitungszelle, Photowiderstandszelle** und **Photoresistor.**

Englischer Ausdruck: *photoconductive cell.*

● Die **Photodiode** ist ein Halbleiter-Bauelement mit einer Sperrschicht. Ihr Sperr-Sättigungsstrom erhöht sich unter Lichteinwirkung. Die Photodiode wird somit in Sperrrichtung betrieben.

Englischer Ausdruck: *photodiode.*

● Das **Photo-Element** ist ein als Stromquelle benutztes, wenigstens eine Sperrschicht enthaltendes Halbleiter-Bauelement. In dieser Sperrschicht entsteht unter Lichteinwirkung eine mit zunehmender Beleuchtungsstärke steigende Spannung. Andere Bezeichnungen sind **Photo-Sperrschichtzelle, Sperrschichtzelle** und **Photospannungszelle.** Früher unterteilte man, je nachdem, ob sich die Sperrschicht unmittelbar unter der beleuchteten Oberfläche oder erst an der Gegenseite der Halbleiterschicht befindet, in **Vorderwand-** und **Hinterwandzellen.**

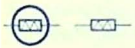
Englische Ausdrücke: *photovoltaic cell* und *photonic cell.*

● Der **Phototransistor** ist eine Kombination aus Photodiode und (innerem) Stromverstärker, üblicherweise ausgebildet als pnp-.oder npn-Dreizonentransistor mit nicht angeschlossener Basis. Die Collector-Diode wird in Sperrichtung betrieben.

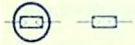
Englische Ausdrücke: *phototransistor* und *photoconductive cell with current multiplying collector.*

Schaltzeichen

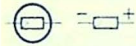
Das allgemeine Schaltzeichen für ein beliebiges photoelektronisches Bauelement und außerdem auch die Schaltzeichen der Photodiode, des Photoelementes und des Photo-



photoelektronisches Bauelement allgemein

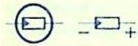


Photowiderstand (ungepolt)



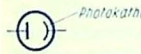
Photodiode

Die Pfeilspitze im Schaltzeichen betrifft die konventionelle Stromrichtung (für die Photodiode die Durchlaßrichtung)

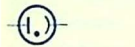


Photoelement (Stromquelle)

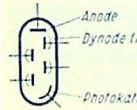
Klemmenspannungs-Vorzeichen



Photozelle allgemein und Vakuum-Photozelle



Gasgefüllte Photozelle



Photovervielfacher

widerstandes werden zum Teil mit, zum Teil ohne kreisförmige Umrandung gezeichnet. Die kreisförmige Umrandung hebt das Schaltzeichen aus dem Schaltbild hervor. Bei den Schaltzeichen der Photodiode und des Photoelementes deutet das als Pfeilspitze aufgefaßte Dreieck die für Durchlaß geltende konventionelle Stromrichtung an.

Wirkungsweise

Die Wirkungsweise aller photoelektronischen Bauelemente beruht darauf, daß das auffallende Licht Energie an Elektronen abgibt, die sich im Verband eines Festkörpers befinden. Bei ausreichender Energie werden Elektronen aus diesem Verband herausgelöst.

- In **Photozellen** und in **Photovervielfachern** werden die aus der Photokathode herausgelösten Elektronen in das Vakuum bzw. in das verdünnte Gas emittiert. Das bezeichnet man als **äußeren lichtelektrischen Effekt.** In den gasgefüllten Photozellen ergibt sich aufgrund der Beschleunigung der emittierten Elektronen durch die angelegte Spannung eine Ionisation des Gases und so eine Vervielfachung der Ladungsträger. Die zusätzlich auftretenden Ladungsträger stehen ebenfalls unter dem Einfluß der angelegten Spannung. Daraus folgt ein erhöhter Strom. Das nennt man **Gasverstärkung** (Maximalwert etwa 5).

- In den anderen photoelektronischen Bauelementen werden innerhalb der vom Licht durchdrungenen Schicht Valenz-Elektronen zu beweglichen Ladungsträgern (Elektronen bzw. Löcher). Dieses Freiwerden von Ladungsträgern nennt man **inneren photoelektrischen Effekt.**

- In den **Photowiderständen** wird durch die lichtbedingte Vermehrung der frei beweglichen Ladungsträger die Leitfähigkeit erhöht.

- In den **Photodioden** nimmt bei Beleuchtung die Zahl der Minoritäts-Ladungsträger zu. Damit steigt der Sperrsättigungsstrom der Diode an.

- In den **Phototransistoren** kommt zu dem an der Collectordiode auftretenden Effekt, der dem in der Photodiode auftretenden Effekt entspricht, ein erhöhter Ladungsträgeraustausch an der Emitterdiode hinzu. Das bewirkt eine Stromverstärkung. Diese steigt mit wachsender Zahl der durch Lichteinwirkung zustande kommenden Ladungsträgerpaare. Deshalb erhöht sich der Photostrom hier stärker als proportional zum Lichtstrom.

- In den **Photoelementen** werden durch die Belichtung Ladungsträger innerhalb der Sperrschicht frei gemacht. Das ergibt dort ein Absinken der Stufenspannung (der Potentialschwelle). Diese Abnahme der Stufenspannung bewirkt die Urspannung des Elementes.

Grundschaltungen

Mit jedem photoelektronischen Bauelement liegt in der Betriebsschaltung ein (in der Regel ohmscher) Lastwiderstand in Reihe. Ein Lastwiderstand ermöglicht den Abgriff der bei Stromdurchgang an ihm auftretenden Arbeitsspannung. Photowiderstände können auch für größere Verlustleistungen gebaut werden. Damit ermöglichen sie z. B. einen unmittelbaren Betrieb von Relais.

Photoelemente sind Stromquellen (**Bild 1**). Alle anderen photoelektronischen Bauelemente stellen im Prinzip Widerstände dar, deren Werte durch das auf ihre lichtempfindlichen Flächen fallende Licht herabgesetzt werden (**Bilder 2** und **3**). Sie benötigen daher in der Betriebsschaltung eine Speise-Stromquelle.

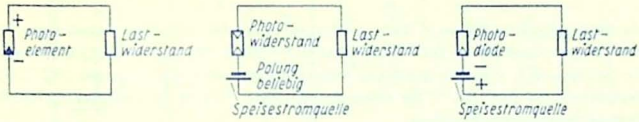


Bild 1 Bild 2 Bild 3

Ströme

Man gibt die Werte der die photoelektronischen Bauelemente durchfließenden Ströme als Kurzschlußströme, d. h. für den Wert Null des Lastwiderstandes, an. Es handelt sich hierbei um drei Ströme:

I_0	Kurzschluß-Dunkelstrom	= Strom ohne Lichteinwirkung
I_a	Kurzschluß-Hellstrom	= Strom bei Lichteinwirkung
$I_{ph} = I_a - I_0$	Kurzschluß-Photostrom	

Lichtempfindlichkeit (Empfindlichkeit)

Man unterscheidet zwei ihrem Prinzip nach verschiedene Empfindlichkeiten: die spezifische Empfindlichkeit und die Nachweis-Empfindlichkeit. Letztere nennt man, um Verwechslungen zu vermeiden, besser Nachweisgrenze (siehe letzten Abschnitt). Im vorliegenden Abschnitt handelt es sich ausschließlich um die spezifische Empfindlichkeit.

Unter der spezifischen Empfindlichkeit photoelektronischer Bauelemente versteht man das Verhältnis des Kurzschluß-Photostromes entweder zum Wert des Lichtstromes oder der Beleuchtungsstärke. Es handelt sich somit um zwei voneinander abweichende spezifische Empfindlichkeiten. Sie sind durch die Größe der lichtempfindlichen Fläche miteinander verknüpft.

Mit folgenden Formelzeichen

I_{ph}	Kurzschluß-Photostrom	angegeben z. B. i n A
Φ	Lichtstrom	angegeben z. B. in Lumen (lm)
B	Beleuchtungsstärke	angegeben z. B. in Lumen je m^2 = Lux (lx)
A	lichtempfindliche Fläche	angegeben z. B. in cm^2

gilt:

$$\text{Lichtstrom-Empfindlichkeit } s = \frac{I_{ph}}{\Phi} = \frac{I_{ph}}{B \cdot A}$$

$$\text{Beleuchtungsstärke-Empfindlichkeit } e = \frac{I_{ph}}{B}$$

$$\text{mit } B = \frac{\Phi}{A} \qquad e = s \cdot A \qquad s = \frac{e}{A}$$

Die lichtempfindliche Fläche A handelsüblicher photoelektronischer Bauelemente hat Werte zwischen 0,01 $cm^2 = 10^{-6}\ m^2$ und 100 $cm^2 = 10^{-2}\ m^2$. Die Empfindlichkeitsangaben beziehen sich stets auf bestimmte Farbtemperaturwerte (meistens um 2800 °K für blauempfindliche und 1500 °K für rotempfindliche bzw. 500 °K für infrarotempfindliche photoelektronische Bauelemente).

Spektrale Empfindlichkeitsverteilung

Jede Art der photoelektronischen Bauelemente hat eine bestimmte spektrale Empfindlichkeitsverteilung. Diese ist bei den Photozellen im wesentlichen durch das Kathodenmaterial, bei den Photowiderständen durch das Halbleitermaterial und bei den photoelektronischen Bauelementen mit Sperrschichten (Photoelementen, Photodioden sowie Phototransistoren) außer vom Material und dessen Dotierung auch von der Lage der Sperrschicht gegenüber der belichteten Oberfläche abhängig.

Die spektrale Empfindlichkeitsverteilung bezieht man entweder auf gleiche Photonenzahl oder auf gleiche Lichtleistung (energiegleiche Strahlung), womit sich voneinander abweichende Empfindlichkeitsverteilungen ergeben. Die Lage des Maximums der spektralen Empfindlichkeit bleibt hiervon einigermaßen unbeeinflußt. Ein **Photon** ist ein **Lichtquant**, d. h. der kleinste Teil der Licht-Energie für Licht einer bestimmten Frequenz. Die Energie eines Photons ist proportional der Frequenz des Lichtes.

Die entweder auf gleiche Photonenzahlen oder auf gleiche Strahlungsleistungen bezogenen relativen spektralen Empfindlichkeitsverteilungen unterscheiden sich voneinander bei Beschränkung auf das sichtbare Licht nicht sehr erheblich, weil die relative Breite des zum sichtbaren Licht gehörenden Spektralbereiches verhältnismäßig klein ist.

Die Grenzfrequenz

Die Grenzfrequenz eines photoelektronischen Bauelements ist die Licht-Modulationsfrequenz, bei der die an dem Lastwiderstand abgegriffene Spannung gegenüber einer genügend tiefen Frequenz auf den $(1:\sqrt{2})$ fachen Wert abgesunken ist. Die Trägheit des Bauelements ist um so geringer, je höher die Grenzfrequenz ist.

Die Grenzfrequenz wächst in manchen Fällen, z. B. bei Photowiderständen, mit zunehmender Beleuchtungsstärke.

Die Nachweisgrenze

Die Nachweisgrenze bezieht man im allgemeinen auf Wechsellicht, das z. B. mittels Lochscheibe oder Drehspiegel gewonnen wird. Die Nachweisgrenze ist durch das Rauschen des photoelektronischen Bauelementes und damit auch durch den Schwankungsbereich des Dunkelstromes bedingt.

Verwendung der wichtigsten photoelektronischen Bauelemente

- Vakuum-Photozellen verwendet man, wenn eine geringe Trägheit gefordert ist.
- Gasgefüllte Photozellen haben eine größere Trägheit, aber auch eine höhere Empfindlichkeit als Vakuum-Photozellen.
- Photovervielfacher kommen in Betracht für höchste Empfindlichkeit und geringe Trägheit.
- Photowiderstände sind robuste Bauelemente. Ein Betrieb von Relais in Reihenschaltung mit Photowiderstand ist möglich.
- Photodioden haben geringere Trägheit und etwas höhere Empfindlichkeit als Photowiderstände, sind aber weniger robust.
- Photoelemente benötigen keine Speisestromquelle. Ihr Dunkelstrom ist Null.
- Phototransistoren haben ähnliche Trägheit wie Photodioden, aber eine höhere Empfindlichkeit.

Tabelle der Werte

Bauelement		Photozelle Vakuum	Photozelle gasgefüllt	Photo-vervielfacher	Photo-widerstand	Photo-diode	Photo-element	Photo-transistor
Grenzfrequenz	Hz	10^8	10^4	10^8	3	10^5	$10^3 \ldots 10^4$	10^3
lichtempfindliche Fläche	cm^2	1...7	1...7	10...100	0,01...3	0,01	0,01...10	0,01
übliche Speisespannungen	V	90...250	90	1000...:000	0,1...500	10...100	—	3...12
maximale Verlustleistung	mW	250	250	500...1000	50...1200	50		50
Lichtstrom-Empfindlichkeit s	$\frac{A}{lm}$	$(2...6)\cdot10^{-5}$	$(1...1{,}5)\cdot10^{-4}$	$(0{,}1...5)\cdot10^{3}$	0,01...10	30	$6\cdot10^{-3}$	0,3...1
Beleuchtungsstärke-Empfindlichkeit e	$\frac{A}{lx}$	$(1...5)\cdot10^{-9}$	$(1...8)\cdot10^{-8}$	$10^{-2}...8$	$10^{-5}...10^{-2}$	$3\cdot10^{-5}$	$10^{-7}...10^{-6}$	$(0{,}3...1)\cdot10^{-6}$

Bestimmung der Transistor-Vierpol-Parameter für Hf bis etwa 30 MHz

Die betrachteten Vierpol-Parameter (Vierpol-Koëffizienten)

Es handelt sich hier um die Vierpol-Parameter in Leitwertform, wozu mit **Bild 1** das Gleichungspaar gehört:

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$$
$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$$

Um den Wert eines Vierpol-Parameters in Leitwertform zu ermitteln, speist man den Vierpol am Eingang bzw. am Ausgang und schließt die andere Seite kurz. Durch den Kurzschluß wird der eine der beiden Summanden auf der rechten Seite der jeweiligen Vierpolgleichung Null. Folglich ergibt sich so der gesuchte y-Parameter als Verhältnis des komplexen Wertes eines Stromes zu dem komplexen Wert einer Spannung. Die y-Parameter haben demgemäß den Charakter von Admittanzen.

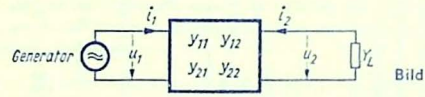


Bild 1

Um z. B. y_{11} zu bestimmen, geht man aus von der Vierpolgleichung

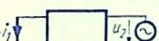
$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$$

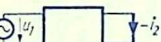
Für kurzgeschlossenen Vierpol-Ausgang gilt $u_2 = 0$. Somit wird

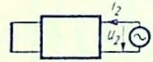
$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 \quad \text{das heißt} \quad y_{11} = \frac{i_1}{u_1}$$

Dementsprechend erhält man:

$y_{11} = y_i$ **Kurzschluß-Eingangsadmittanz** $= \frac{i_1}{u_1}$ $u_2 = 0$

$y_{12} = y_r$ **(Kurzschluß)-Übertragungsadmittanz rückwärts Rückwärtssteilheit** $= \frac{i_1}{u_2}$  $u_1 = 0$

$y_{21} = y_f$ **(Kurzschluß)-Übertragungsadmittanz vorwärts Vorwärtssteilheit** $= \frac{i_2}{u_1}$  $u_2 = 0$

$y_{22} = y_o$ **Kurzschluß-Ausgangsadmittanz** $= \frac{i_2}{u_2}$  $u_1 = 0$

Die Indizes 11, 12, 21 und 22 weisen auf Ein- und Ausgang hin. Da allgemein $y = i : u$, erkennt man z. B. aus y_{12} sofort, daß $y_{12} = i_1 : u_2$

Die Indizes i, r, f und o sind die Anfangsbuchstaben von

input (Eingang), reverse (rückwärts), forward (vorwärts), output (Ausgang).

Hinter diese Indizes setzt man für Emitterschaltung ein e, für Basisschaltung ein b und für Collectorschaltung ein c. Betrachtet werden im folgenden allein die y-Parameter für Emitterschaltung.

Die y-Parameter für Emitterschaltung und ihre Komponenten

Allgemein ist $y = g + j \cdot b$.

Dementsprechend gelten folgende Zusammenhänge:

Parameter	y_{11e}	y_{12e}	y_{21e}	y_{22e}
Realteil	$= g_{ie}$	$= g_{re}$	$= g_{fe}$	$= g_{oe}$
Imaginärteil	$b_{11e} = \omega \cdot c_{ie}$	$b_{12e} = \omega \cdot c_{re}$	$b_{21e} = b_{fe}$	$b_{22e} = \omega \cdot c_{oe}$
Phasenwinkel	$= \varphi_{ie}$	$= \varphi_{re}$	$= \varphi_{fe}$	$= \varphi_{oe}$
Betrag	$\lvert y_{11e} \rvert = \lvert y_{ie} \rvert$	$\lvert y_{12e} \rvert = \lvert y_{re} \rvert$	$\lvert y_{21e} \rvert = \lvert y_{fe} \rvert$	$\lvert y_{22e} \rvert = \lvert y_{oe} \rvert$

Mit den früher für die Emitterschaltung benutzten Formelzeichen bestehen die nachstehend aufgeführten Zusammenhänge:

g_{ie}	$= 1/{}_kR'_e$	${}_kR'_e$	Kurzschluß-Eingangswiderstand
c_{ie}	$= C'_{BE}$	C'_{BE}	(Kurzschluß-)Eingangskapazität
g_{re}	$= 1/R'_{r\ddot{u}}$	$R'_{r\ddot{u}}$	Rückwirkungswiderstand
c_{re}	$= C'_{r\ddot{u}}$	$C'_{r\ddot{u}}$	Rückwirkungskapazität
$y_{fe} - y_{re}$	$= S'$	S'	Steilheit
g_{oe}	$= 1/{}_kR'_i$	${}_kR'_i$	Kurzschluß-Ausgangswiderstand
c_{oe}	$= C'_{CE}$	C'_{CE}	(Kurzschluß-)Ausgangskapazität
φ_{fe}	$= \varphi'_S$	φ'_S	Phasenwinkel der Steilheit

Speisegerät für die Schaltungen zum Bestimmen der Leitwert-Parameter

Bild 2 zeigt die Schaltung. Der 10-kΩ-Widerstand in der Emitter-Speiseleitung hält den Emittergleichstrom ausreichend frei von Einflüssen der Exemplarstreuungen der zu messenden Transistoren.

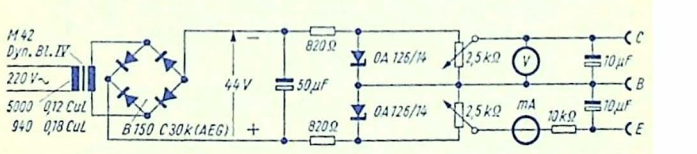


Bild 2

Damit der Eigenverbrauch des Spannungsmessers den Meßwert des Emitterstromes nicht verfälscht, wird hier statt U_{CE} die Spannung U_{CB} gemessen. Das ist zulässig,

weil $|U_{CE}| - |U_{CB}|$ meistens 0,3 V unterschreitet und die üblichen Werte von $-U_{CE}$ bzw. $-U_{CB}$ einige Volt betragen. Im übrigen ist der Einfluß mäßiger Abweichungen des Wertes von U_{CE} ohne nennenswerten Einfluß auf die zu gewinnenden Meßwerte.

Bestimmen der Kurzschluß-Eingangsadmittanz y_{ie}

Ermittelt werden in der Schaltung nach **Bild 3** der Realteil g_{ie} und die dem Imaginärteil zugrunde liegende Kapazität c_{ie}. Der zu untersuchende Transistor ist für Hf ausgangsseitig mittels eines Kondensators von 0,1 µF kurzgeschlossen. Parallel zu dem Eingang des Transistors liegt ein Schwingkreis, der auf die Meßfrequenz abgestimmt ist. Der Resonanzwiderstand R_p des mit dem Einstellwiderstand R bedämpften Schwingkreises (Leerlauf-Resonanzwiderstand R_{p0}) wird durch Verändern von R auf einen bei der Messung für die jeweilige Meßfrequenz günstigen Wert R_{pm} eingestellt (siehe folgende Tabelle).

Meßfrequenz	MHz	0,47	1,0	2,0	5,0	10,7	25
Induktivität	µH	230	50,5	12,7	3,38	0,74	0,135
Windungen		139	65	33	20	9	2
Litze bzw. Draht		10 × 0,05 CuLSS			0,35 CuLS	0,8 CuLS	0,8 CuLS
Wickelart		Kreuzwickel 8 mm breit			Lagenwicklung		
Drehkondensator C	pF	500	500	500	300	300	300
Einstellwiderstand (Maximalwert) R_{max}	kΩ	5	2	2	2	0,5	0,5
Resonanzwiderstand R_{pm} (R_{p0} und R parallel)	kΩ	3	1	1	1	0,3	0,3
Koppelkondensator C_k	pF	10	10	5	3	3	1

Sämtliche Spulen auf Spulenkörper mit 9 mm Durchmesser mit Kern GW 7/18 FC-FU II (Kernbezeichnung der Firma Vogt u. Co. KG).

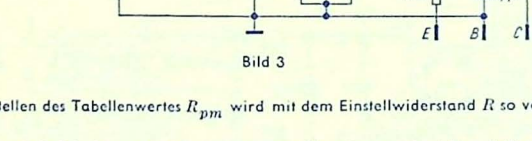


Bild 3

Das Einstellen des Tabellenwertes R_{pm} wird mit dem Einstellwiderstand R so vorgenommen:

Man gibt auf die Schaltung, die den zu messenden Transistor noch nicht enthält, Meßstrom mit der Sollfrequenz und stimmt den Schwingkreis auf diese Frequenz ab.

Dann legt man an Stelle der Basis-Emitterstrecke des Transistors einen Widerstand, dessen Wert gleich dem Tabellenwert R_{pm} ist und mißt die sich dabei einstellende Spannung mit dem Röhrenvoltmeter.

Nun nimmt man den Widerstand R_{pm} weg und stellt den Wert von R so ein, daß sich wieder der gleiche Ausschlag am Röhrenvoltmeter ergibt.

In die so geeichte Schaltung setzt man den zu untersuchenden Transistor ein, nachdem man mittels des Meßgenerators bei Resonanz des Kreises den Vollausschlag U_0 des Röhrenvoltmeters eingestellt hat. Die hierzu gehörende Spannung soll nicht mehr als 5 mV betragen, damit der Transistor nicht übersteuert wird.

Nach Einsetzen des Transistors wird am Drehkondensator auf Resonanz nachgestimmt. Die hierzu notwendige Kapazitätsänderung ΔC ist entgegengesetzt gleich der Transistor-Eingangskapazität c_{ie}.

Im Anschluß an das Nachstimmen des Schwingkreises liest man die Spannung U am Röhrenvoltmeter ab. Damit ergibt sich mit der vor Einsetzen des Transistors vom Röhrenvoltmeter angezeigten Spannung U_0:

$$y_{ie} = \frac{1}{R_{pm}} \cdot \left(\frac{U_0}{U} - 1 \right) \qquad \textbf{(Bild 4)}$$

Entsprechend gilt:

$$\frac{1}{y_{ie}} = \frac{R_{pm}}{\frac{U_0}{U} - 1} \qquad \textbf{(Bild 4)}$$

Bestimmen der Rückwärtssteilheit y_{re}

Hierzu verwendet man eine Brückenschaltung, **Bild 6**, mit einem Hf-Transformator

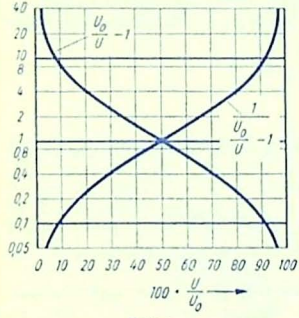


Bild 4

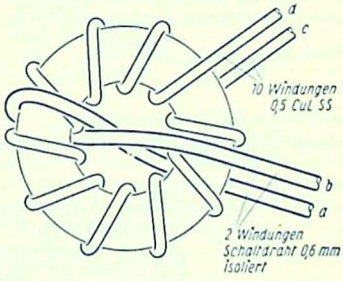


Bild 5

Damit können der Vergleichswiderstand R_N und der Vergleichskondensator C_N **(Bilder 6 und 7)** an eine Signal-Spannung gelegt werden, die einen geringeren Wert hat als die Collector-Basis-Signalspannung.

Man erhält dadurch für R_N einen niedrigeren und für C_N einen höheren Wert als bei einem Vergleich mit gleichen Spannungen an beiden Zweigen. Das ist vorteilhaft, weil der Rückwirkungsleitwert g_{re} und die Rückwirkungskapazität c_{re} kleine Werte haben. Der Hi-Transformator **(Bild 5)** hat den Ringkern R 9,5/4,6/4 FK III der Firma Vogt u. Co. KG.

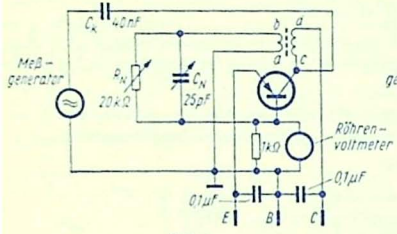


Bild 6

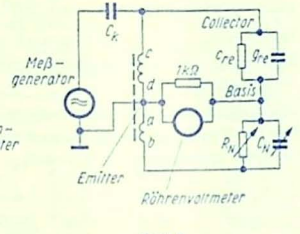


Bild 7

Die über den Koppelkondensator C_k vom Meßgenerator an die Schaltung gegebene Spannung liegt einerseits unmittelbar zwischen Collector und Emitter des Transistors und anderseits mit dem im Transformator herabgesetzten Wert an der Parallelschaltung von C_N und R_N (Bild 7).

Die Anordnung wird geeicht, indem man (an Stelle des Transistors) dort, wo c_{re} und g_{re} wirksam werden (also zwischen Collector- und Basisanschluß), Kondensatoren und Widerstände mit bekannten Werten einsetzt, die den für c_{re} und g_{re} zu erwartenden Werten in der Größenordnung entsprechen. Hierauf gleicht man jeweils C_N und R_N ab und notiert für den jeweiligen Abgleich an C_N sowie an R_N die später abzulesenden Werte von c_{re} bzw. g_{re} oder $\frac{1}{g_{re}}$

Bestimmen der Vorwärtssteilheit y_{fe}

Benutzt wird hierfür ebenfalls eine Brückenschaltung. In ihr liegt (im Prinzip) an dem

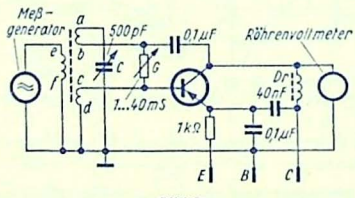


Bild 8

mit der Basis verbundenen Pol des den Transistor steuernden Meßgenerators ein Ende

eines Vergleichszweiges mit einstellbarer Admittanz y. Das andere Ende dieses Zweiges ist mit dem Collector des gesteuerten Transistors verbunden **(Bild 8)**.

Um die Wirkungsweise dieser Schaltung zu erkennen, nehme man zunächst an, Collector und Emitter seien für den Signalstrom miteinander kurzgeschlossen. Dazu betrachte man vorerst nur den in Bild 9 dargestellten Teil der Schaltung. Der hierin fließende Strom i_C ergibt sich aufgrund der Steuerung des Transistors durch den Meßgenerator. Der Strom i_C fließt, wenn vom Basis-Signalstrom abgesehen wird, nur im Collector-Emitter-Stromkreis.

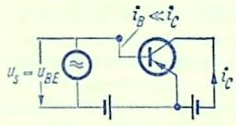


Bild 9

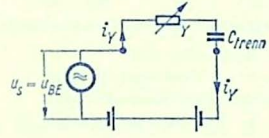


Bild 10

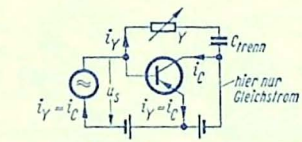


Bild 11

Nun sei der Transistor durch die Reihenschaltung aus dem einstellbaren komplexen Leitwert Y und dem Trennkondensator C_{trenn} so ersetzt wie **Bild 10** das zeigt. Die Signalquellenspannung u_s bewirkt in dem hiermit gegebenen Stromkreis den Strom i_Y. Dieser ist bei passender Einstellung von Y nach Betrag und Phase dem Strom i_C (Bild 9) gleich, womit sich für die Gesamtschaltung auch bei kurzgeschlossener Collector-Emitterstrecke des Transistors das ergibt, was **Bild 11** veranschaulicht.

Für fehlende Signalspannung zwischen Collector und Emitter ist aber hier

$$\frac{i_Y}{Y} = \frac{i_C}{y_{fe}} = u_s$$

wenn mit u_s die Signalspannung bezeichnet wird, die in diesem Fall beide Ströme bewirkt. Da die Signalströme i_Y und i_C übereinstimmen, ist $Y = y_{fe}$.

Um y_{fe} zu bestimmen, braucht man daher nur in der Schaltung nach Bild 11 die zum Speisen des Transistors notwendige Verbindung zwischen Collector und Collector-Speisequelle durch eine Drosselspule herzustellen (d. h. diese Verbindung für den Signalstrom zu unterbrechen) und die Drossel mit einem Röhrenvoltmeter zu überbrücken. Nullausschlag des Röhrenvoltmeters besagt, daß der eingestellte Wert von Y gleich dem von y_{fe} ist.

Auch hier wird von einem Hf-Transformator Gebrauch gemacht. Es handelt sich dabei jedoch im wesentlichen nicht um eine Spannungswandlung, sondern um eine Phasenumkehr, die in diesem Fall zum Bestimmen des imaginären Anteiles von y_{fe} günstig ist:

Die Vorwärtssteilheit y_{fe} hat eine induktive Blindkomponente, d. h. der Collector-Signalstrom eilt der Basis-Emitter-Signalspannung nach. Aufgrund dieses Nacheilens müßte bei Verzicht auf eine Phasenumkehr in der Brückenschaltung eine Vergleichs-Induktivität verwendet werden. Mit Phasenumkehr der Spannung ist an Stelle einer Vergleichs-Induktivität eine weit leichter zu verwirklichende Vergleichs-Kapazität anwendbar. Im praktischen Aufbau ist es günstig, die als Drehkondensator ausgebildete Vergleichskapazität C so einzuschalten, wie es Bild 8 zeigt. Die Funktion der Meßanordnung wird durch diese Maßnahme nicht beeinträchtigt.

Der Hf-Transformator **(Bild 12)** hat den gleichen Kern wie der Transformator nach Bild 5. Er hat folgende Wicklungen:

$a - b$: 2 Windungen 0,6 CuLS
$c - d$: 2 Windungen 0,6 CuLS
$e - f$: 20 Windungen 0,4 CuLS

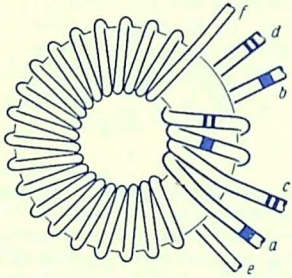


Bild 12

Der Leitwert G in der Schaltung nach Bild 8 kann mit Gleichstrom geeicht werden, da die Abweichungen der Widerstands-Werte von Schicht-Drehwiderständen bis 1 kΩ von den Gleichstrom-Widerstandswerten auch im Kurzwellenbereich noch vernachlässigbar sind.

Um die durch den Hf-Transformator bedingten Fehler auszuschließen, eicht man den Drehkondensator C, indem man bekannte, in den fraglichen Bereich fallende Festkapazitäten an Stelle der Basis-Collectorstrecke des Transistors einsetzt. Der Festkapazität entspricht die Drehkondensatorstellung, für die der Röhrenvoltmeter-Ausschlag in der Schaltung nach Bild 8 ein Minimum wird.

Zum Ermitteln von y_{fe} stellt man am Meßgenerator eine Spannung von etwa 30 mV ein, was einer Basis-Emitter-Signalspannung von 3 mV gleichkommt. An C und G wird wechselweise auf Minimum der vom Röhrenvoltmeter angezeigten Collector-Signalspannung abgeglichen. Mit den Werten von C und G sowie mit der Kreisfrequenz ω gilt:

$$|y_{fe}| = \sqrt{G^2 + (\omega \cdot C)^2} \qquad \text{und} \qquad \tan \varphi_{fe} = \frac{\omega \cdot C}{G}$$

Bestimmen der Kurzschluß-Ausgangs-Admittanz y_{oe}

Man verwendet hierfür im Prinzip dieselbe Methode wie für das Ermitteln des Eingangs-Admittanz. Bild 13 zeigt die Schaltung, für die folgende Werte gelten:

Meßfrequenz	MHz	0,47	1,0	2,0	5,0	10,7	25
Induktivität	µH	885	316	211	34	7,4	2,02
Windungen		275	163	133	54	26	16
Litze bzw. Draht		20 × 0,05 CuLSS				0,2 CuLS	0,6 CuLS
Wickelart		Kreuzwickel — 8 mm — breit				Lagenwicklung	
Drehkondensator C	pF	30(+100)	30(+50)	30	30	30	30
Einstellwiderstand (Maximalwert) R_{max}	kΩ	2000	500	500	100	100	100
Resonanzwiderstand R_{pm} (R_{p0} und R parallel)	kΩ	300	100	100	30	30	30
Koppelkondensator C_k	pF	5	5	3	3	2	1

(+100) bzw. (+50) bedeuten dem Drehkondensator parallelgeschaltete Festkapazitäten in pF.

(Spulenkerne wie bei der Schaltung nach Bild 3).

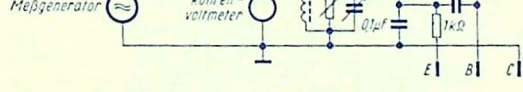


Bild 13

Die Meß-Signalspannung darf, da es sich um die Collectorseite handelt, bis zu 1 V betragen. Geeicht und gemessen wird im übrigen wie beim Bestimmen von y_{ie}

Um y_{fe} zu bestimmen, braucht man daher nur in der Schaltung nach Bild 11 die zum Speisen des Transistors notwendige Verbindung zwischen Collector und Collector-Speisequelle durch eine Drosselspule herzustellen (d. h. diese Verbindung für den Signalstrom zu unterbrechen) und die Drossel mit einem Röhrenvoltmeter zu überbrücken. Nullausschlag des Röhrenvoltmeters besagt, daß der eingestellte Wert von Y gleich dem von y_{fe} ist.

Auch hier wird von einem Hf-Transformator Gebrauch gemacht. Es handelt sich dabei jedoch im wesentlichen nicht um eine Spannungswandlung, sondern um eine Phasenumkehr, die in diesem Fall zum Bestimmen des imaginären Anteiles von y_{fe} günstig ist:

Die Vorwärtssteilheit y_{fe} hat eine induktive Blindkomponente, d. h. der Collector-Signalstrom eilt der Basis-Emitter-Signalspannung nach. Aufgrund dieses Nacheilens müßte bei Verzicht auf eine Phasenumkehr in der Brückenschaltung eine Vergleichs-Induktivität verwendet werden. Mit Phasenumkehr der Spannung ist an Stelle einer Vergleichs-Induktivität eine weit leichter zu verwirklichende Vergleichs-Kapazität anwendbar. Im praktischen Aufbau ist es günstig, die als Drehkondensator ausgebildete Vergleichskapazität C so einzuschalten, wie es Bild 8 zeigt. Die Funktion der Meßanordnung wird durch diese Maßnahme nicht beeinträchtigt.

Der Hf-Transformator **(Bild 12)** hat den gleichen Kern wie der Transformator nach Bild 5. Er hat folgende Wicklungen:

$a - b$: 2 Windungen 0,6 CuLS
$c - d$: 2 Windungen 0,6 CuLS
$e - f$: 20 Windungen 0,4 CuLS

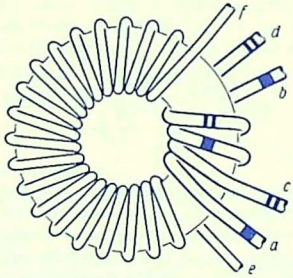


Bild 12

Der Leitwert G in der Schaltung nach Bild 8 kann mit Gleichstrom geeicht werden, da die Abweichungen der Widerstands-Werte von Schicht-Drehwiderständen bis 1 kΩ von den Gleichstrom-Widerstandswerten auch im Kurzwellenbereich noch vernachlässigbar sind.

Um die durch den Hf-Transformator bedingten Fehler auszuschließen, eicht man den Drehkondensator C, indem man bekannte, in den fraglichen Bereich fallende Festkapazitäten an Stelle der Basis-Collectorstrecke des Transistors einsetzt. Der Festkapazität entspricht die Drehkondensatorstellung, für die der Röhrenvoltmeter-Ausschlag in der Schaltung nach Bild 8 ein Minimum wird.

Zum Ermitteln von y_{fe} stellt man am Meßgenerator eine Spannung von etwa 30 mV ein, was einer Basis-Emitter-Signalspannung von 3 mV gleichkommt. An C und G wird wechselweise auf Minimum der vom Röhrenvoltmeter angezeigten Collector-Signalspannung abgeglichen. Mit den Werten von C und G sowie mit der Kreisfrequenz ω gilt:

$$|y_{fe}| = \sqrt{G^2 + (\omega \cdot C)^2} \qquad \text{und} \qquad \tan \varphi_{fe} = \frac{\omega \cdot C}{G}$$

Bestimmen der Kurzschluß-Ausgangs-Admittanz y_{oe}

Man verwendet hierfür im Prinzip dieselbe Methode wie für das Ermitteln des Eingangs-Admittanz. Bild 13 zeigt die Schaltung, für die folgende Werte gelten:

Meßfrequenz	MHz	0,47	1,0	2,0	5,0	10,7	25
Induktivität	µH	885	316	211	34	7,4	2,02
Windungen		275	163	133	54	26	16
Litze bzw. Draht		20 × 0,05 CuLSS				0,2 CuLS	0,6 CuLS
Wickelart		Kreuzwickel — 8 mm — breit				Lagenwicklung	
Drehkondensator C	pF	30(+100)	30(+50)	30	30	30	30
Einstellwiderstand (Maximalwert) R_{max}	kΩ	2000	500	500	100	100	100
Resonanzwiderstand R_{pm} (R_{p0} und R parallel)	kΩ	300	100	100	30	30	30
Koppelkondensator C_k	pF	5	5	3	3	2	1

(+100) bzw. (+50) bedeuten dem Drehkondensator parallelgeschaltete Festkapazitäten in pF.

(Spulenkerne wie bei der Schaltung nach Bild 3).

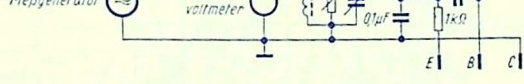


Bild 13

Die Meß-Signalspannung darf, da es sich um die Collectorseite handelt, bis zu 1 V betragen. Geeicht und gemessen wird im übrigen wie beim Bestimmen von y_{ie}

Man erhält c_{oe} als den Betrag der zum Nachstimmen notwendigen Kapazitätsänderung. Außerdem ergibt sich.

$$c_{oe} = \frac{1}{R_{pm}} \cdot \left(\frac{U_0}{U} - 1 \right)$$

wozu man sich wieder des Bildes 4 bedienen kann.

Meßwerte

Die **Bilder 14...17** zeigen, wie die Werte von $\frac{1}{g_{ie}}$, $\frac{1}{g_{re}}$ und $\frac{1}{g_{oe}}$ sowie von c_{ie} c_{re} c_{oe} $|y_{fe}|$ und φ_{fe} eines Hf-Drift-Transistors für $-I_B = 0{,}5$ mA und $-U_{CE} = 6$ V von der Frequenz abhängen.

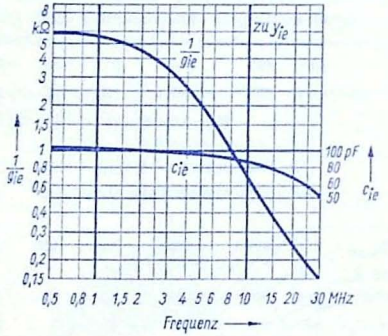


Bild 14

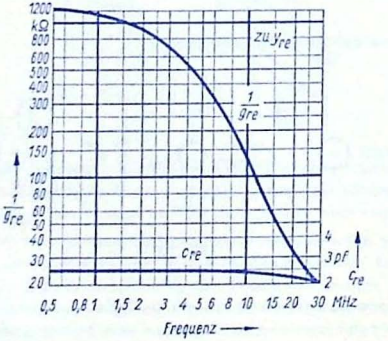


Bild 15

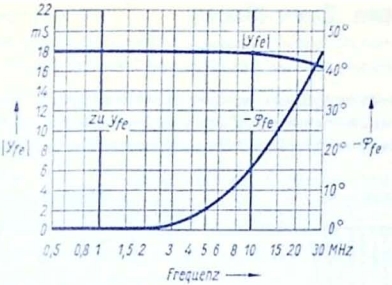


Bild 16

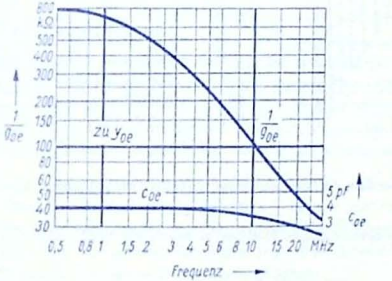


Bild 17

In den **Bildern 18** und **19** sind aufgrund der Bilder 14...17 Ortskurven von y_{ie} y_{re} y_{fe} und y_{oe} in der Gaußschen Zahlenebene aufgetragen.

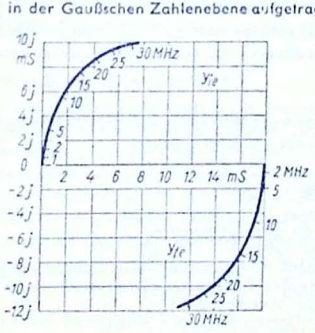


Bild 18

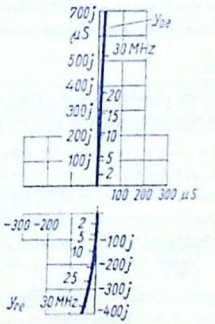


Bild 19

Referenz-Dioden (Zener-Dioden)

Überblick

Die Referenz-Diode ist ein Halbleiterventil mit scharf einsetzendem Steilanstieg des Sperrstromes. **Bild 1** veranschaulicht die Zusammenhänge zwischen Diodenspannung und Diodenstrom im Sperrbereich für zwei Serien von Referenz-Dioden-Typen bei $t_{amb} = 25\,^{\circ}C$.

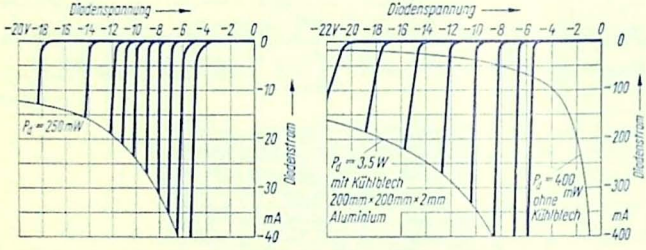


Bild 1

In Bild 1 sind außerdem Verlust-Leistungs-Hyperbeln eingetragen, die sich auf $t_{amb} = 45\,^{\circ}C$ beziehen.

Der Wert des Referenz-Dioden-Stromes ist durch die höchstzulässige Sperrschichttemperatur begrenzt.

Da der Temperaturkoeffizient der Durchbruch-Spannung niedrig ist und die Durchbruch-Spannung sich auch mit dem Wert des Sperrstromes sowie mit der Betriebsdauer nur wenig ändert, sind Referenz-Dioden als Spannungsnormal verwendbar.

Der für den Steilanstieg des Sperrstromes geltende niedrige dynamische Innenwiderstand ermöglicht es, Referenz-Dioden zum Stabilisieren von Gleichspannungen zu verwenden.

Aufbau

Der Aufbau üblicher Referenz-Dioden entspricht **Bild 2**. Die Sperrschicht tritt dort auf, wo das mit Aluminium dotierte p-Silizium an das n-Silizium angrenzt.

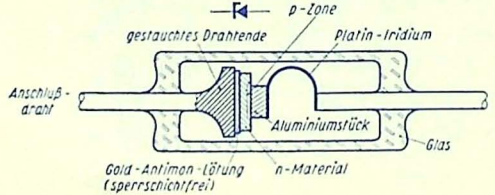


Bild 2

Durchbruch-Mechanismus

Der Steilanstieg des Sperrstromes ist die Folge eines Durchbruchs der Sperrschicht. Er beruht bei Referenz-Dioden auf dem Zener-Effekt bzw. auf dem Avalanche-Effekt.

Der Zener-Effekt ist ausschlaggebend bis zu einer Durchbruch-Spannung von etwa 6 V. Solche Werte der Durchbruch-Spannung treten bei verhältnismäßig geringen spezifischen Widerständen des Halbleiter-Materials im Bereich der Sperrschicht auf.

Der Avalanche-Effekt steht im Vordergrund, wenn die Durchbruch-Spannung höher als etwa 6 V liegt. Solche Spannungen ergeben sich bei hohen spezifischen Widerständen des Halbleiter-Materials im Bereich der Sperrschicht.

Beide Effekte sind bedingt durch das in der Sperrschicht von einer äußeren Spannung hervorgerufene Spannungsgefälle.

Zener-Effekt (innere Feld-Emission)

Zener-Effekt bedeutet: Durch das elektrische Feld, das aufgrund der außen angelegten Spannung in der Sperrschicht auftritt, werden Elektronen aus dem Gitterverband herausgerissen. Die herausgerissenen Elektronen und die sich so ergebenden Elektronen-Fehlstellen treten als bewegliche Ladungsträger auf. Mit dem Beginn des Herausreißens der Elektronen steigt die Leitfähigkeit innerhalb der Sperrschicht spontan an, was den Durchbruch darstellt.

Der Zener-Effekt tritt auf, wenn das Spannungsgefälle in der Sperrschicht einen kritischen Wert erreicht. Dieser Wert liegt für Silizium bei ungefähr 2×10^5 V/cm. Zwischen dieser Durchbruch-Feldstärke und der äußeren Spannung besteht ein Zusammenhang, der von den spezifischen Widerständen der p- und n-Zone abhängt.

Mit steigender Temperatur lockert sich der Gitterverband, was das Herausreißen der Elektronen erleichtert. Das ergibt einen, wenn auch nur geringen negativen Temperaturkoeffizienten der Durchbruchspannung und des Widerstandes.

Avalanche-Effekt (Lawinen-Effekt)

Um den Avalanche-Effekt handelt es sich, wenn der Durchbruch auf Grund der Beschleunigung schon vorhandener, frei beweglicher Ladungsträger erfolgt. Die frei beweglichen Ladungsträger werden durch das in der Sperrschicht von der außen angelegten Spannung herrührende Feld beschleunigt. Reicht ihre dabei aufgenommene Energie aus, so machen sie bei ihrem Aufprall auf die Atome des Kristall-Gitters weitere Ladungsträger in erhöhter Zahl frei. Auch diese nun freigewordenen Ladungsträger unterliegen der Beschleunigung durch die angelegte Spannung. Sie befreien, nachdem sie genügende Energie aufgenommen haben, weitere Ladungsträger. Auf Grund dieser **Trägermultiplikation** bildet sich eine **Ladungsträger-Lawine** aus.

Mit steigender Temperatur nimmt die freie Weglänge der beweglichen Ladungsträger ab. Damit werden die bei gleicher äußerer Spannung von den Ladungsträgern aufgenommenen Energien geringer. Deshalb sind bei höherer Temperatur größere Spannungs-

gefälle notwendig, um den Lawinen-Effekt hervorzurufen. Das bedeutet einen allerdings nur kleinen positiven Temperaturkoeffizienten der Durchbruch-Spannung und des Widerstandes.

Spannungsbezeichnungen

Die Referenz-Dioden wurden früher — unabhängig von dem für ihre Wirkungsweise maßgebenden Effekt — meistens Zenerdioden genannt.

Die an der Diode liegende Spannung wird, wenn sie in Sperrichtung gepolt ist, als **Sperrspannung** $-U_d$ bezeichnet.

Der Wert der Sperrspannung, bei dem der **Steilanstieg** des Sperrstromes **(Bild 3)** beginnt, heißt **Durchbruchspannung** U_{durch}. Diese Spannung liegt naturgemäß nicht exakt fest, da sich der Sperrstrom nicht sprunghaft, sondern innerhalb eines scharfen Knicks **(Zenerknick, Bild 4)**, ändert.

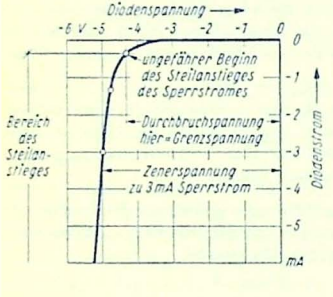


Bild 3

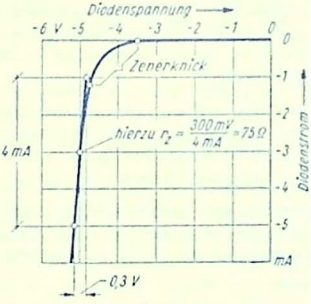


Bild 4

Ist der Steilanstieg des Sperrstromes, wie das für Referenz-Dioden zutrifft, reversibel, so kennzeichnet man das oft dadurch, daß man die Durchbruchspannung **„Grenzspannung"** nennt. **Reversibel** bedeutet hier, daß der Strom bei Spannungsverminderung etwa in entsprechender Weise abnimmt, wie er zuvor bei Spannungserhöhung zugenommen hat.

Die **Referenzspannung (Zenerspannung)** U_z ist eine für Referenz-Dioden angegebene Spannung, deren Wert innerhalb des Sperrspannungsbereiches liegt, der zum Steilanstieg des Sperrstromes gehört. Die Referenzspannung gilt ebenso wie die Grenzspannung für reversiblen Steilanstieg des Stromes. Die Referenzspannung ist jedoch größer als die Grenzspannung. Man gibt die Referenzspannung für einen bestimmten Sperrstrom an, der im Bereich des Steilanstieges selbst liegt und nicht dessen Beginn zugeordnet ist. Die

Bezeichnung Zenerspannung verwendet man auch heute noch vielfach für Referenz-Dioden ohne Rücksicht darauf, ob es sich bei dem hierfür geltenden Steilanstieg des Stromes tatsächlich um den Zener-Effekt oder um den Avalanche-Effekt handelt.

Referenzspannungen und Typenbezeichnungen

Die Referenz-Dioden-Typen werden durch die Nennwerte ihrer Referenzspannungen gekennzeichnet. Da der differentielle Widerstand nur für Referenzspannungs-Nennwerte von 5 V ... 14 V einen niedrigen Wert hat (siehe Bild 5), beschränkt man sich üblicherweise auf diese Werte. In Sonderfällen geht man nach unten bis auf etwa 3 V sowie nach oben bis zu mehreren 100 V und nimmt dann die höheren Werte des differentiellen Widerstandes in Kauf.

Zenerwiderstand

Der Zenerwiderstand r_z ist das Verhältnis einer kleinen Sperrspannungsschwankung zu der zugehörigen Sperrstromschwankung bei einer Sperrspannung, die ungefähr gleich der Zenerspannung ist (Bilder 3 und 4):

$$r_z = \frac{\mathrm{d}U_d}{\mathrm{d}I_d} \quad \text{für} \quad -U_d \approx U_z = \text{Referenzspannung}$$

Der Wert dieses differentiellen Widerstandes wird üblicherweise für eine Umgebungstemperatur von 25 °C angegeben.

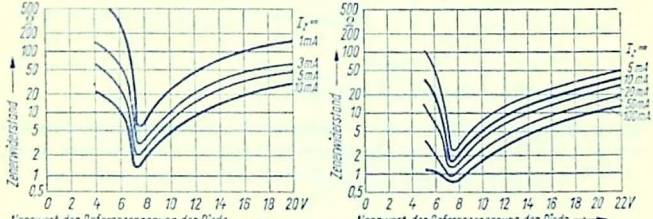


Bild 5

Wie aus **Bild 5** zu entnehmen ist, hängt der Zenerwiderstand von der Nennspannung der Diode ab. Es läßt erkennen: Der Zenerwiderstand hat für Dioden mit Referenzspannungen von 6 V ... 8 V ein Minimum. Man beachte, daß Bild 5 nicht den Zusammenhang für eine einzelne Referenz-Diode zeigt, sondern eine Übersicht darüber gibt, wie die für die Referenz-Dioden-Typen geltenden Zenerwiderstände von den Nennwerten der Referenzspannung dieser Dioden abhängen. Der linke Teil des Bildes 5 betrifft, ebenso wie der linke Teil von Bild 1, Referenz-Dioden für kleine Leistungen. Der rechte Teil des Bildes 5 gilt für Leistungs-Referenz-Dioden, ebenso wie der rechte Teil von Bild 1.

Temperaturkoeffizient der Referenzspannung

Die Referenzspannung U_z ändert sich etwas mit der Temperatur der Dioden-Sperrschicht. Der zugehörige Temperaturkoeffizient α ist der Bruchteil, um den die Referenzspannung bei konstantem Sperrstrom, bezogen auf 1 °C Temperaturanstieg, zunimmt:

$$\alpha = \frac{1}{U_z} \cdot \left(\frac{dU_z}{dt}\right) \quad (-I_d = \text{const.})$$

Der Temperaturkoeffizient der Referenzspannung ist für Dioden mit niedriger Nennspannung (unter etwa 6 V) negativ, für Dioden mit ungefähr 4,8 V ... 5,6 V Null und für Dioden mit höherer Nennspannung positiv **(Bild 6)**. Der linke Teil bezieht sich wieder auf Dioden kleiner Leistung und der rechte Teil auf Leistungs-Referenzdioden.

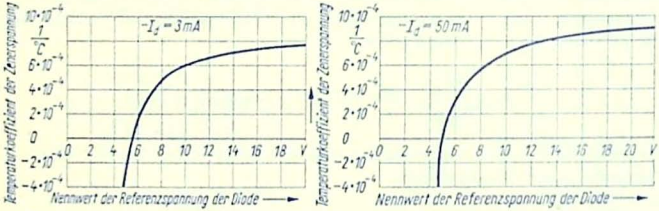


Bild 6

Temperaturkoeffizient des Zenerwiderstandes

Zwischen Temperatur und Zenerwiderstand besteht derselbe Zusammenhang wie zwischen Temperatur und Referenzspannung. Die Temperaturkoeffizienten der Referenzspannung und des Zenerwiderstandes stimmen daher überein.

Stromabhängigkeit des differentiellen Widerstandes

Im allgemeinen fällt der Wert des differentiellen Widerstandes mit steigendem Strom ab. Diese Stromabhängigkeit ist von Exemplar zu Exemplar verschieden.

Hält man die Sperrschichttemperatur t_j konstant, so besteht hinreichend weit außerhalb des Zenerknicks keine Stromabhängigkeit des differentiellen Widerstandes. Der dann konstante Widerstand ist der **Bahnwiderstand** r_b der Diode.

Für konstante **Umgebungstemperatur** t_{amb} steigt die Sperrschichttemperatur mit dem Strom, was zu einer durch den Temperatur-Koeffizienten gegebenen Widerstands-Änderung führt.

Die Zunahme der Sperrschichttemperatur ist durch die in der Sperrschicht der Referenz-Diode in Wärme umgesetzte Verlustleistung bedingt. Diese wird dargestellt durch das Produkt aus Sperrstrom und Sperrspannung.

Für konstante Umgebungstemperatur ergibt sich deshalb für einen größeren Wert des Stromes eine höhere Sperrschichttemperatur.

Wärme-Widerstand (Thermischer Widerstand)

Man erhält den Wärme-Widerstand, indem man die Wärmespannung, die als Übertemperatur gegeben ist, durch den Wärmestrom dividiert. Der Wärmestrom ist die als Wärme an die Umgebung abfließende Verlustleistung. Als Einheit des Wärme-Widerstandes ist üblich: Grad Celsius Übertemperatur je Watt in Wärme umgesetzte Leistung.

Legt man dem Wärme-Widerstand die Übertemperatur der Sperrschicht gegen die Gehäuseoberfläche zugrunde, so hat man es mit dem Wärme-Innenwiderstand R_{itherm} zu tun. Der Wärme-Außenwiderstand R_{atherm} bezieht sich auf die Übertemperatur der Gehäuseoberfläche gegen die Umgebung.

Meistens interessiert die Übertemperatur der Sperrschicht gegen die Umgebung. Dafür liegen die beiden thermischen Widerstände in Reihe, womit sich der thermische Gesamtwiderstand $R_{therm} = R_{itherm} + R_{atherm}$ ergibt.

Belastbarkeit

Der Wert des die Referenz-Diode durchfließenden Sperrstromes $-I_d$ ist durch die höchstzulässige Verlustleistung $P_{d\,max}$ begrenzt. Es gilt

$$-I_{d\ max} = \frac{P_{d\,max}}{-U_d}$$

Der höchstzulässige Wert der Verlustleistung hängt von der Umgebungstemperatur t_{amb} der Diode ab. Er ist mit dieser, der höchstzulässigen Sperrschichttemperatur t_j und dem Wärme-Gesamtwiderstand der Diode $R_{itherm} + R_{atherm}$ so verknüpft:

$$P_{d\,max} = \frac{t_{j\,max} - t_{amb}}{R_{itherm} + R_{atherm}}$$

t_{jmax} liegt für übliche Referenz-Dioden, deren Halbleiter-Material Silizium ist, meistens zwischen 150 ... 175 °C.

Grundsätzliches zum Verwenden von Referenz-Dioden

Referenz-Dioden stehen für Nennspannungen bis zu etwa 300 V zur Verfügung. Das ermöglicht es, bis zu Spannungen dieser Höhe eine einzige Diode einzusetzen, wenn deren höchstzulässige Verlustleistung nicht überschritten wird.

Vielfach ist es jedoch besser, für Spannungen über etwa 10 V mehrere Referenz-Dioden mit geringeren Nennspannungen in Reihe zu schalten. Man erreicht damit

- kleinere Temperaturkoeffizienten und
- niedrigere Werte des Zenerwiderstandes.

Der Temperaturkoeffizient kann durch Wahl von Referenz-Dioden mit $\alpha = 0$ oder von solchen miteinander entgegengesetztem Vorzeichen von α verkleinert oder sogar auf Null gebracht werden (vergl. Bild 6).

Beispiel: Gewünschte Referenzspannung 18 V bei einem Strom von 3 mA. Der Temperaturkoeffizient für eine Referenz-Diode mit einer Nennspannung von 18 V liegt, wie Bild 6 zeigt, bei $7{,}5 \cdot 10^{-4}$ je °C. Mit einer Reihenschaltung, bestehend aus zwei Dioden, deren Nennspannung 5 V beträgt und einer Diode mit einer Nennspannung von 8 V wird dagegen ein Temperaturkoeffizient von ca. $1 \cdot 10^{-4}$ je °C erreicht.

Wird für die Reihenschaltung ein Dioden-Typ mit kleinem Zenerwiderstand gewählt, so kann ein wesentlich kleinerer differentieller Gesamtwiderstand erreicht werden, als mit einer einzigen Diode der gewünschten hohen Referenzspannung.

Beispiel:

Gewünschte Referenzspannung 16 V bei einem Strom von 1 mA. Der Zenerwiderstand für eine Referenz-Diode mit 16 V Nennspannung beträgt ca. 100 Ω. Mit einer Reihenschaltung, bestehend aus zwei Dioden, deren Nennspannung 8 Volt beträgt, wird ein differentieller Gesamtwiderstand von ca. 14 Ω erreicht.

Einfache Schaltungen zum Stabilisieren von Gleichspannungen

Gleichspannungen, die z. B. über einen Gleichrichter gewonnen werden, lassen sich mit Hilfe von Referenz-Dioden und eines ohmschen Vorwiderstandes R_v gegen Schwankungen

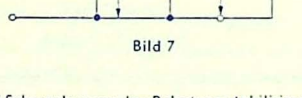


Bild 7

der Speisespannung und Schwankungen der Belastung stabilisieren. In der Schaltung nach **Bild 7** ist

$$I = -I_d + I_{last}$$

Die Schaltung muß für den Maximal-Wert des Laststromes $I_{last} = I_{last\,max}$ ausgelegt werden. Bei $I_{last\,max}$ muß der durch die Referenz-Dioden fließende Strom $-I_d = -I_{d\,min}$ einen im Steilanstieg der Dioden-Kennlinie liegenden Wert haben.

Für R_v gilt mit der Spannung U_C am Ladekondensator:

$$R_v = \frac{U_C - U_{last}}{-I_{d\,min} + I_{last\,max}}$$

Der Gesamtstrom $I = -I_{d\,min} + I_{last\,max}$ soll die Bedingung erfüllen:

$$-I_{d\,min} + I_{last\,max} \leqq \frac{P_{d\,max}}{U_{last}}$$

damit die Diode bei Abschalten der Last nicht überlastet wird. Für die Spannungsänderung $\triangle U_{last}$ am Verbraucher gilt:

$$\triangle U_{last} = -r_z \cdot \triangle I_{last}$$

Referenz-Diode als Brummsieb

In ihrer Wirkung als Brummsieb kann die Referenz-Diode mit einem Kondensator der Kapazität

$$C = \frac{1}{\omega \cdot r_z}$$

verglichen werden. Beispiel: Für Einweg-Netzgleichrichtung (Netzfrequenz 50 Hz) und $r_z = 30\ \Omega$ beträgt die äquivalente Siebkapazität $C \approx 100\ \mu F$.

Bei einer Brummspannung oder allgemein einer Spannungsschwankung $\triangle U_C$ am Ladekondensator erscheint am Lastwiderstand als Spannungsschwankung $\triangle U_{last}$

$$\triangle U_{last} = \triangle U_C \cdot \frac{r_z \,||\, R_{last}}{R_v + r_z \,||\, R_{last}} \qquad \text{oder, wenn } r_z \ll R_{last}$$

$$\frac{\triangle U_{last}}{\triangle U_C} \approx \frac{r_z}{R_v + r_z} \qquad \text{bzw., wenn außerdem } r_z \ll R_v \qquad \frac{\triangle U_{last}}{\triangle U_C} \approx \frac{r_z}{R_v}$$

Falls die Siebung nicht ausreicht, schaltet man zwei oder mehrere Siebglieder in Kaskade **(Bild 8)**.

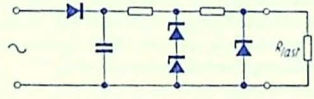


Bild 8

Prinzipielles über Stabilisierungsschaltungen siehe TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I, Seite 383.

Stabilisieren niedriger Gleichspannungen

Da Referenz-Dioden für Nennspannungen unter 5 V bzw. 3 V nicht gefertigt werden, lassen sich Schaltungen nach Bild 7 bzw. nach Bild 8 zum Stabilisieren von Spannungen, deren Werte niedriger sind als 5 V bzw. 3 V, nicht verwenden. Das Anschalten eines Spannungsteilers an den Ausgang ist wegen der dadurch bedingten Erhöhung des Ausgangswiderstandes der Schaltung im allgemeinen kaum zu empfehlen.

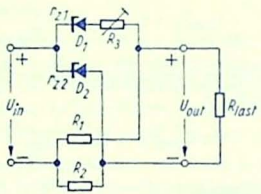


Bild 9

Eine günstigere Möglichkeit zeigt **Bild 9**. Es handelt sich dabei um eine Brückenschaltung, in der der Lastwiderstand den Brückenzweig bildet.

Stabilisieren in Verbindung mit Gleichrichtung

In der Schaltung nach **Bild 10** ist der Graetz-Gleichrichter aus Referenz-Dioden aufgebaut. Solange die Ausgangsspannung U_{out} kleiner ist als die kleinste Summe der Referenzspannungen der für sie jeweils in Reihe liegenden Referenz-Dioden, arbeiten diese Dioden ebenso wie sonstige als Ventile benutzte Halbleiter-Dioden. Sobald aber U_{out} diese Referenzspannungs-Summe übersteigt, ergibt sich ein Rückstrom über eine oder

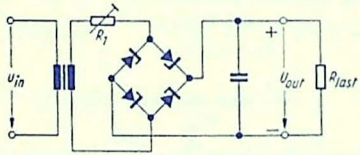


Bild 10

beide Dioden-Reihenschaltungen. Außerdem aber läßt die Ventilschaltung auch während der Zeitspannen, in denen eine Seite der Graetzschaltung sonst gesperrt ist, über diese Seite einen Strom fließen, den der Transformator über den einstellbaren Widerstand R_1 liefern muß. Beides wirkt zusammen, um ein Überschreiten der durch die Referenz-Spannungen bestimmten Ausgangsspannung zu verhindern.

Stabilisierungsschaltungen mit Referenz-Dioden und Transistoren

Bild 11 veranschaulicht eine einfache Schaltung zum Stabilisieren der Ausgangsspannung. Deren Wert ist gleich der um die Transistor-Restspannung verminderten Referenz-Dioden-Spannung. Die stabilisierende Wirkung entspricht im Prinzip etwa der der Schaltung nach

Bild 7. Es kann aber ein größerer Laststrom entnommen werden. Der Widerstand R_2 dient zum Schutz des Transistors.

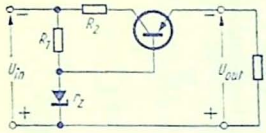


Bild 11

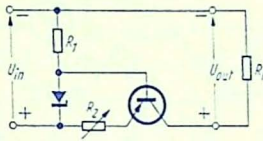


Bild 12

Die Schaltung nach **Bild 12** dient zum Stabilisieren des Ausgangsstrom-Wertes, der an dem Widerstand R_2 einstellbar ist. Mit steigendem Wert des Ausgangsstromes nimmt die an R_2 auftretende Spannung zu. Als Folge davon sinkt der Betrag der (negativen) Basis-Emitter-Spannung ab. Dies wirkt dem Strom-Anstieg entgegen.

Die folgenden drei Schaltungen betreffen wiederum die Spannungsstabilisierung.

Die Schaltung nach **Bild 13** verwendet man, wenn die zu stabilisierende Spannung höchstens gleich der Referenzspannung sein soll und eine Stabilisierung von U_{out} gegen Schwankungen von U_{in} erreicht werden soll. Voraussetzung für das befriedigende Arbeiten dieser Schaltung ist ein einigermaßen konstanter Wert des Lastwiderstandes. Die Schwankungen des Wertes der Eingangsspannung wirken sich über die Referenz-Diode voll auf

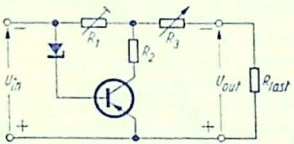


Bild 13

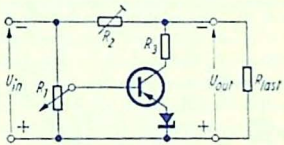


Bild 14

die Basis-Emitterstrecke des Transistors aus. Mit steigender Eingangsspannung nimmt der Betrag der (negativen) Basis-Emitter-Spannung zu. Als Folge davon erhöht sich der Wert des Collectorstromes. Dieser Strom durchfließt R_1. Wenn der Strom zunimmt, gilt somit das gleiche für die an R_1 auftretende Teilspannung. Erhöhte Spannung an R_1 aber bedeutet Abnahme des Verhältnisses der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung. Der Laststromwert bzw. die Ausgangsspannung werden an dem Widerstand R_3 eingestellt.

Für Ausgangsspannungen, die höher sind als die Referenz-Dioden-Spannung kann man im Falle eines einigermaßen konstanten Lastwiderstands-Wertes die Schaltung nach **Bild 14** verwenden, wenn eine Stabilisierung von U_{out} gegen Schwankungen von U_{in} erreicht werden soll. Auch hier steigt der Wert des Collectorstromes bei zunehmender Eingangsspannung an, womit die an R_2 auftretende Teilspannung größer wird. Am Wider-

stand R_1 ist der Wert der Ausgangsspannung wählbar. Am Widerstand R_2 wird die Stabilisierung eingestellt. Der Widerstand R_3 dient zum Schutz des Transistors.

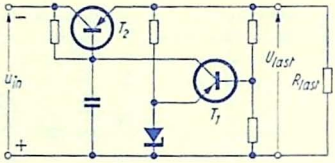


Bild 15

In der Schaltung nach **Bild 15** wird ein Teil der Ausgangsspannung U_{last} mit der Referenzspannung in einer Brückenschaltung verglichen. Schwankt die Lastspannung z. B. infolge Laständerung, so schwankt auch die Spannung an der Brückendiagonale. Deren Schwankung steuert den Transistor T_1, der seinerseits den Gleichstromwiderstand des Längstransistors T_2 so ändert, daß dies der Lastschwankung entgegenwirkt. Auch Schwankungen von U_{in} werden mit dieser Schaltung ausgeglichen.

Die Wirkung ist um so besser, je höher die Verstärkung der Spannungsschwankung über T_1 getrieben werden kann.

Wechselspannungs-Stabilisierung

Eine einfache Schaltung, die im Prinzip der für Gleichspannungs-Stabilisierung benutzten Schaltung nach Bild 7 entspricht, zeigt **Bild 16.** Da es sich hier um eine Wechselspannung handelt, müssen zwei gegeneinander geschaltete Dioden verwendet werden. Überschreitet

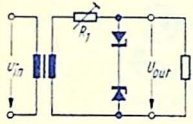


Bild 16

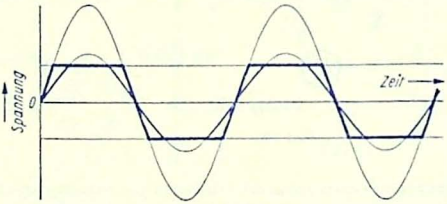


Bild 17

der Augenblickswert der Wechselspannung die Referenz-Spannung, so fließt über den Diodenzweig ein Strom, als dessen Folge an R_1 eine zusätzliche Spannung auftritt. Daher ergibt sich für eine zeitlich sinusförmig verlaufende Eingangsspannung ein zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung, wie er in **Bild 17** für zwei Fälle dargestellt ist. Dieses Bild läßt erkennen, daß der Effektivwert der Ausgangsspannung auch bei idealer Begrenzung mit steigendem Wert der Eingangsspannung, wenn auch weit weniger als dieser, zunimmt.

Der Effektivwert der Ausgangsspannung läßt sich aber mit Hilfe einer Gegenspannung konstant halten. Die Gegenspannung gewinnt man mit einer Anzapfung der Transfor-

mator-Ausgangsspannung (**Bild 18**). Den Einfluß der Gegenspannung veranschaulichen die **Bilder 19** und **20** im Vergleich zu Bild 17. Die Eingangsspannungswerte verhalten sich sowohl in Bild 17 wie auch in den Bildern 19 und 20 wie 1 : 2.

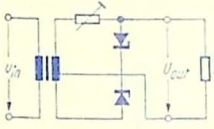


Bild 18

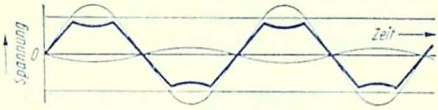


Bild 19

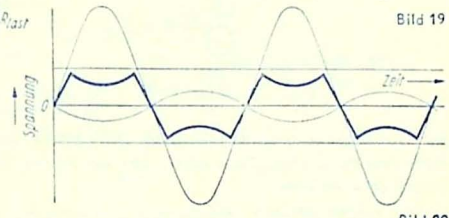


Bild 20

Referenz-Dioden in Transistorschaltungen

Manchmal soll der End-Transistor mit einer Speisespannung betrieben werden, die für die Vorstufen-Transistoren zu hoch ist. Zum definierten und stromunabhängigen Herabsetzen der Speisespannung für die Vorstufen lassen sich Referenz-Dioden gemäß **Bild 21** verwenden.

In Elektronik-Schaltungen ist dem End-Transistor vielfach eine Kippschaltung — z. B. ein Schmitt-Trigger — vorgesetzt. Eine solche Schaltung arbeitet üblicherweise mit einem für zwei Transistoren gemeinsamen Emitter-Vorwiderstand, an dem ein nicht unerheblicher Anteil der Speisespannung auftritt. Würde man in einem solchen Fall den Collector oder Emitter des Vorstufentransistors unmittelbar mit der Basis des End-Transistors verbinden wollen, so müßte man dessen Emitter an eine entsprechend hohe negative Spannung gegen

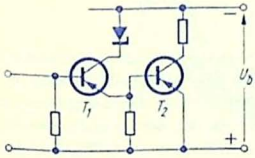


Bild 21

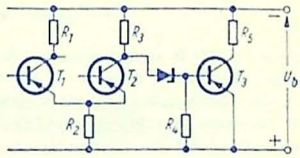


Bild 22

den Pluspol der Speisespannung legen. Dieser Spannungsanteil ginge für die Speisung des Endtransistors verloren. Doch läßt sich der Spannungssprung zwischen Vorstufen-Transistor und der Basis des End-Transistors durch Zwischenschalten einer Referenz-Diode (**Bild 22**) ausgleichen.

Nullpunktunterdrückung für Spannungsmesser

Schaltet man eine Referenz-Diode mit einem Spannungsmesser in Reihe (**Bild 23**), so fließt erst nach Überschreiten der Durchbruch-Spannung der Referenz-Diode ein Strom, der einen Zeigerausschlag bewirkt. Mit U_0 = Spannung für den Vollausschlag erstreckt sich der neue Spannungsbereich von dem Wert der Durchbruch-Spannung bis zur Summe aus U_0 und dieser Spannung.

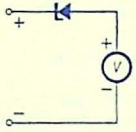


Bild 23

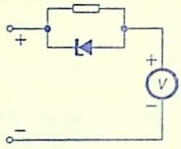


Bild 24

Ein Parallelwiderstand zur Referenz-Diode (**Bild 24**) bewirkt, daß der Nullpunkt nicht völlig unterdrückt wird. Dazu gehört eine am Anfang zusammengedrängte und im übrigen gedehnte Skala.

Überspannungsschutz für Spannungsmesser

Der hohe Gleichstromwiderstand (ca. 10 ... 1000 MΩ) der Referenz-Diode unterhalb der Durchbruch-Spannung erlaubt es vielfach, sie entsprechend **Bild 25** einem Spannungsmesser parallel zu schalten, ohne daß hierdurch die Meßgenauigkeit merklich beeinträchtigt wird. So kann man erreichen, daß der Sperrstrom-Steilanstieg der Diode schon bei geringfügigem Überschreiten des Meßbereich-Endwertes der Spannung einsetzt, womit das Meßwerk vor Überlastung geschützt wird.

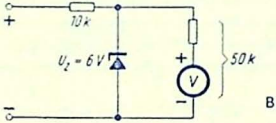


Bild 25

Beispiel: In Bild 25 handelt es sich um einen Meßbereich von 6 V. Zum Vollausschlag gehören 100 µA (für 6 V und 50 kΩ + 10 kΩ = 60 kΩ). Die Referenz-Diode habe eine Durchbruchspannung von 6 V. Entsprechend dem Teilerverhältnis der Widerstände beginnt der Steilanstieg ihres Sperrstromes, wenn die Spannung an den Eingangsklemmen 7,2 V überschreitet. Die Überlastung des Instruments wird daher auf 20% begrenzt. Das ist normalerweise selbst für Dauerbetrieb zulässig. Das Meßwerk wird erst gefährdet, wenn mit der Überspannung die maximale Verlustleistung der Diode erreicht wird. Beträgt diese z. B. 240 mW, so darf durch die 6-V-Diode maximal ein Strom von 40 mA fließen. Das entspricht jedoch einer Gesamtspannung von rund 400 V!

Um Wechselspannungsmesser in entsprechender Weise zu schützen, verwendet man zwei gleiche, gegensinnig hintereinander geschaltete Dioden.

Scharfabstimmung mit BA 101 im UHF-Tuner

Übersicht

Die im folgenden behandelte UHF-Scharfabstimmung arbeitet mit der spannungsabhängigen Sperrschichtkapazität der Silizium-Diode BA 101. Diese liegt in einer Koppelschleife, die induktiv an den Oszillatorkreis angekoppelt (**Bild 1**) ist, und wird mit der **Nachstimm-Gleichspannung** — U_d (in Sperrichtung) betrieben.

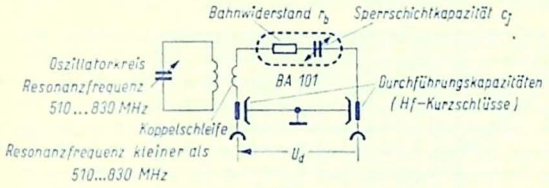


Bild 1

Die Diode BA 101 ist als **Kapazitätsvariations-Diode (Varactor-Diode)** geeignet: Sie hat

- einen für die hier gewählte Ankopplungsart zum Nachstimmen ausreichenden **Kapazitätshub** (Variationsbereich der Sperrschicht-Kapazität unter dem Einfluß einer in Sperrichtung gepolten veränderbaren Spannung) und
- einen genügend kleinen **Bahnwiderstand** (differentieller, mit der Sperrschichtkapazi-

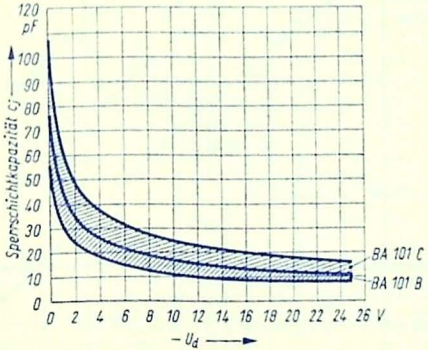


Bild 2

tät in Reihe liegender Wirkwiderstand der Strombahn), um den Oszillatorkreis bei richtiger Ankopplung nicht zu stark zu dämpfen.

Daten der Diode BA 101

Die Diode BA 101 wird mit zwei Nennkapazitäts-Streubereichen geliefert. Die dafür angegebenen Kapazitäten gelten für eine Gleichspannung — $U_d = 10$ V:

BA 101 B	Streubereich 12 pF ... 17 pF
BA 101 C	Streubereich 17 pF ... 25 pF

Die **Bilder 2** und **3** zeigen den Zusammenhang zwischen Kapazität c_j und Gleichspannung — U_d

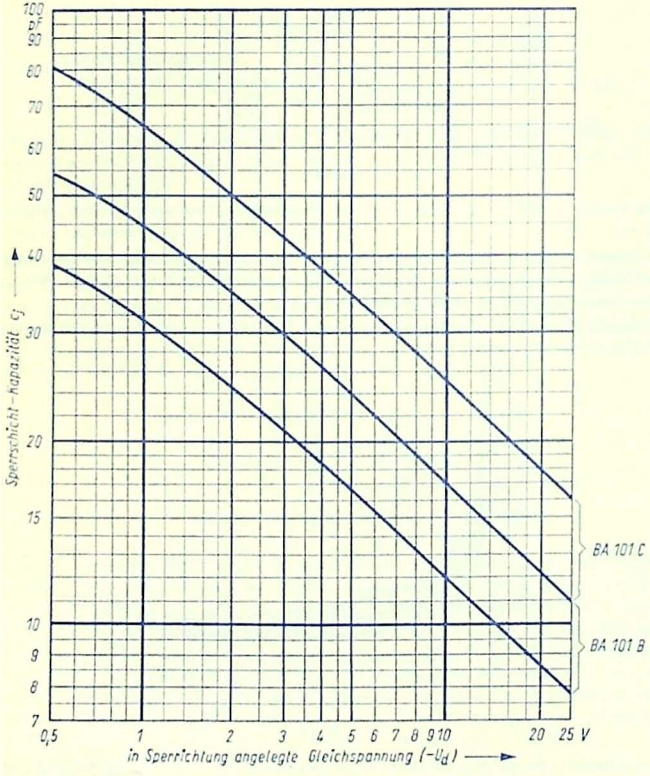
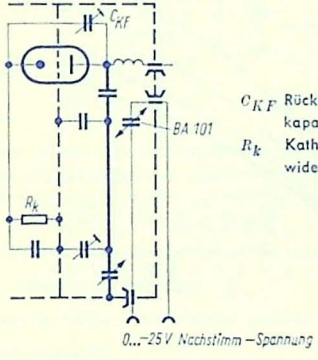


Bild 3

Der Bahnwiderstand beträgt maximal 3 Ω. Maßgebend für die dämpfende Wirkung der Diode ist nicht der Bahnwiderstand allein, sondern die sich als Produkt aus Bahnwiderstand und Sperrschichtkapazität ergebende Zeitkonstante. Dieser Wert soll klein sein. Er ist bei der Diode BA 101 für $-U_d = 10$ V kleiner als 45 Picosekunden (1 ps = 1 pF · 1 Ω).

Schaltung und Anordnung

Bild 4 veranschaulicht den als $\frac{\lambda}{2}$-Koaxialleitung ausgebildeten Oszillatorkreis, bestehend aus dem Mittelleiter sowie aus der gestrichelt gezeichneten leitenden Wand. Die Kapazitätsvariations-Diode liegt in einem Hf-Kreis, dem Dioden-Koppelkreis, der durch einen dem Mittelleiter des Koaxial-Resonanzkreises parallel geführten Draht, zwei Durchführungskondensatoren und die Gehäusewand gebildet wird. Wie Bild 4 andeutet, ist der dem Mittelleiter parallel liegende Draht fast ebenso lang wie der Mittelleiter. Damit wird eine genügend gleichmäßige Kopplung bei jeder Lage des sich mit der Abstimmung längs des Mittelleiters verschiebenden Strombauches erreicht. Jeder der beiden Durchführungskondensatoren hat eine Kapazität von 1,5 nF.



C_{KF} Rückkopplungskapazität
R_k Kathodenwiderstand

Bild 4

Die Resonanzfrequenz des Dioden-Koppelkreises liegt unter der tiefsten Resonanzfrequenz des Oszillatorkreises.

Für das Einstellen der Kopplung der Dioden-Ankopplungsschleife mit dem Mittelleiter des Koaxialleitungskreises ist zu beachten:

Bei zu fester Kopplung, d. h. bei zu geringem Abstand, wird der Oszillatorkreis zu stark gedämpft.

Bei zu loser Kopplung wird der mit der Diode erreichbare Frequenzhub zu gering.

Zum Erreichen eines großen Frequenzhubes empfiehlt es sich:

- die Oszillator-Rückkopplung (C_{KF} in Bild 4) entsprechend fest zu machen und
- den Kathodenwiderstand R_k der Oszillator-Röhre um etwa 20 % kleiner zu bemessen als bei Verzicht auf eine Nachstimmung dieser Art.

Meßergebnisse

Rauschzahl, Gesamt-Bandbreite, Leistungsverstärkung und Oszillator-Störspannung des Tuners werden durch die Nachstimmdiode kaum beeinflußt.

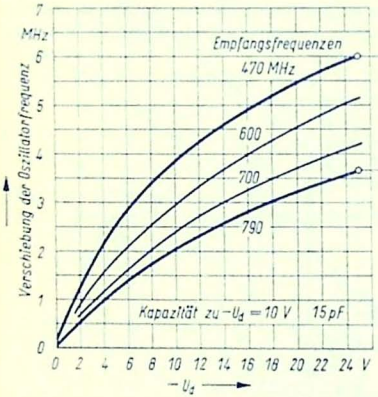


Bild 5

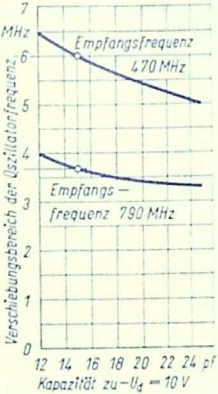


Bild 6

Bild 5 läßt erkennen, welche Zusammenhänge zwischen Nachstimmspannung ($-U_d$) und Frequenz-Änderung für die verschiedenen Empfangsfrequenzen bestehen. Diesem Bild liegt eine Diode mit einer Sperrschicht-Kapazität von 15 pF bei $-U_d = 10$ V zugrunde.

Bild 6 gibt einen Überblick über die mit einem Nachstimm-Spannungs-Bereich von 0...25 V erreichbaren Frequenzänderungen bei den Empfangsfrequenzen 470 MHz und 790 MHz in Abhängigkeit von der Sperrschichtkapazität der einzelnen Diode (gemessen bei $-U_d = 10$ V).

Quarz-Oszillatorschaltungen mit Transistoren

Allgemeines

Der Schwingquarz tritt in der Oszillatorschaltung als Parallel- oder Serienresonanzglied an die Stelle des sonst frequenzbestimmenden Schwingkreises.

Soll der Schwingquarz in Parallelresonanz betrieben werden, so legt man ihn entweder unmittelbar parallel zur Collector-Emitter-Strecke, deren Innenwiderstand einen hohen Wert hat, oder über ein Transformationsglied (meistens gebildet aus einem kapazitiven Spannungsteiler) an die Basis-Emitter-Strecke, weil deren Innenwiderstand (im Gegensatz zu dem der Steuergitter-Kathodenstrecke einer Röhre) niedrig ist.

Für Betrieb des Schwingquarzes in Serienresonanz verwendet man den Quarz als Kopplungs-Längsglied.

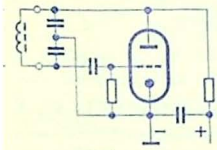


Bild 1

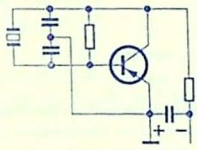


Bild 2

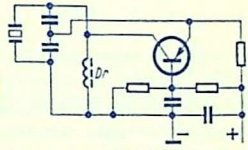


Bild 3

Die Quarz-Oszillatorschaltung kann sowohl ohne wie mit zusätzlichem Abstimmkreis ausgeführt werden. Als Schaltungen ohne zusätzlichen Abstimmkreis kommt die Collpitts-Schaltung (**Bilder 1** und **2**) in Betracht. Ein zusätzlicher Schwingkreis kann aus folgenden Gründen vorteilhaft sein:

- Vermeidung von Störschwingungen mit Nebenfrequenzen des Schwingquarzes
- Vergrößerung des Frequenz-Ziehbereiches des Quarzes
- Sicherstellung des Anschwingens bei schwer anschwingenden Quarzen
- Betrieb von Oberwellen(Oberton)-Quarzen

Colpitts-Grundschaltung

Bild 1 veranschaulicht an einer Röhrenschaltung, wie der Schwingkreis durch einen Schwingquarz ersetzt werden kann. Dabei wird jedoch die Parallel-Resonanz des Schwingquarzes nicht ganz erreicht: Der Schwingquarz wirkt hier als Induktivität, die mit der Reihenschaltung der beiden Kondensatoren in Resonanz kommt.

Die in den **Bildern 2** und **3** gezeigten, der Schaltung nach Bild 1 entsprechenden Transistor-Schaltungen unterscheiden sich voneinander nur durch die Lage des „Erdpunktes". Dem Bild 2 liegt Emitterschaltung, dem Bild 3 Basisschaltung des Transistors zugrunde.

Schaltung eines Eichgenerators für 1 MHz

Eine nach der Prinzipschaltung Bild 2 ausgeführte, durch eine Trennstufe ergänzte Schaltung, wird in **Bild 4** gezeigt. Mit dem Schwingquarz in Reihe liegt eine Kondensator-Parallelschaltung, die zum „Ziehen" der Frequenz dient. Ihre Gesamt-Kapazität richtet sich nach dem jeweils benutzten Schwingquarz.

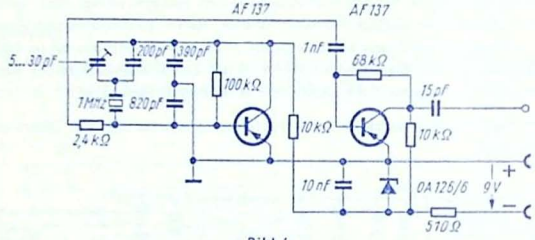


Bild 4

Es ist vorausgesetzt, daß die Schaltung in einem Thermostaten und damit bei annähernd konstanter Temperatur betrieben wird. Zum Stabilisieren des Collector-Gleichstromes gegen den Einfluß von Temperaturschwankungen wird hier deshalb nur ein Basis-Vorwiderstand verwendet.

Schaltung eines Quarz-Steuer-Oszillators für 7 MHz

Diese in **Bild 5** gezeigte Schaltung entspricht der Grundschaltung nach Bild 3. Bei schwer anschwingenden Quarzen kann es günstig sein, in Reihe mit dem Emitter-Widerstand eine

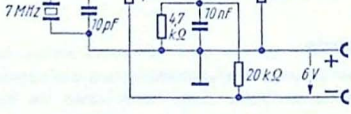


Bild 5

Hf-Drossel zu legen. Folgt auf den Oszillator eine Trennstufe oder eine Frequenzverdopplerstufe, so darf die Kapazität des Auskopplungskondensators höher als 5 pF gewählt werden.

Colpitts-Schaltung mit Emitterrückkopplung

Die von den Röhren her bekannte, insbesondere bei Schirmgitterröhren oft angewendete Schaltung mit Kathoden-Rückkopplung läßt sich bei Verwendung von Transistoren als Schaltung mit Emitter-Rückkopplung ausführen. Auch hier sind die Grundschaltungen für Röhre (**Bild 6**) und Transistor (**Bild 7**) einander gegenübergestellt. In diesen Schaltungen

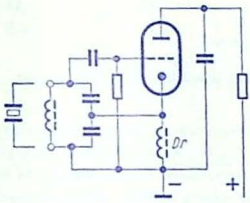


Bild 6

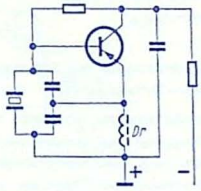


Bild 7

ist es möglich, an der Anode bzw. am Collector auszukoppeln, wobei bei genügend niederohmigem Ausgangskreis nur eine geringe Rückwirkung der Ausgangsschaltung auf die Frequenz erreicht wird. Auch kann man den Ausgangskreis auf eine Oberwelle abstimmen.

Zf-Abgleichoszillator für 470 kHz

Bild 8 zeigt eine Schaltung, die aus der Grundschaltung nach Bild 7 abgeleitet ist. Der kapazitive Spannungsteiler dient zur Rückkopplung der Hf-Spannung vom Emitter in den

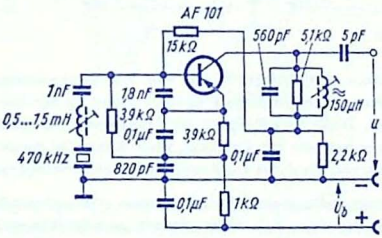


Bild 8

Schwingkreis und ermöglicht den Anschluß des in Parallel-Resonanz erregten Schwingquarzes an die Basis. Durch die sehr lose Kopplung des Quarzes mit dem Transistor wirken sich Transistor-Exemplarstreuungen bzw. Schwankungen der Transistor-Parameter nur sehr wenig auf die Frequenz aus. Die Schaltung ist daher gegenüber Speisespannungs-Schwankungen und Transistor-Exemplarstreuungen unempfindlich.

Eine gute Trennung zwischen Ausgang und Schwingquarz ist nur gewährleistet, wenn die Collectorspannung des Transistors die Restspannung (Kniespannung, meistens etwa 0,5 V) nicht unterschreitet.

Zum „Ziehen" der Resonanzfrequenz dient hier eine abgleichbare Induktivität.

Man erreicht

mit einer Speisespannung U_b	6 V	9 V	15 V
eine Hf-Spannung u	1,1 V	2,1 V	4,5 V

Oszillatorschaltungen mit Schwingquarz im Rückkopplungsweg und zusätzlichem Schwingkreis

Einige Grundschaltungen, bei denen der Schwingquarz als Übertragungs-Längsglied im Rückkopplungsweg liegt, zeigen die **Bilder 9 ... 11**. In Bild 9 handelt es sich um die Meißner-Schaltung, eine Emitterschaltung mit induktiver Rückkopplung. In den Bildern 10 und 11 arbeitet der Transistor in Basisschaltung, wobei die Rückkopplung vom Collectorkreis auf den Emitter über den niedrigen Serienresonanzwiderstand des Quarzes erfolgt. Der Quarz kann dabei an eine kapazitive (Bild 10) oder induktive (Bild 11) Anzapfung des Collectorkreises angeschaltet werden.

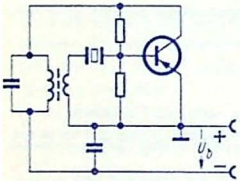


Bild 9

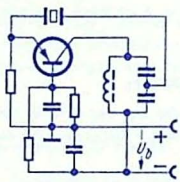


Bild 10

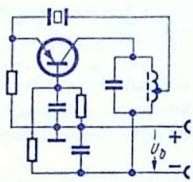


Bild 11

Für Schaltungen nach den Bildern 9 ... 11 muß der Serienresonanz-Widerstand des Schwingquarzes einen wesentlich geringeren Wert haben als der Blindwiderstand seiner Halterungskapazität. Diese Forderung ist für Frequenzen bis etwa 5 MHz fast immer erfüllt. Andernfalls erregt sich der Oszillator ohne Kontrolle durch den Schwingquarz auf derjenigen Frequenz, die durch die Abstimmung des Schwingkreises bestimmt wird.

Bei hohen Frequenzen kann man diese Schaltungen auch anwenden, wenn man die Halterungskapazität mit einer zum Schwingquarz parallelliegenden Induktivität wegstimmt.

Oszillatorschaltung für 500 kHz

Die in **Bild 12** dargestellte Schaltung entspricht der Grundschaltung nach Bild 9. Sicheren Schwingungseinsatz und ausreichende Stabilität der Amplitude gegenüber Speisespannungs-Schwankungen erreicht man dadurch, daß man den Collectorkreis auf eine über der Schwingquarz-Resonanzfrequenz liegende Frequenz abstimmt.

Dadurch, daß die Hf-Spannung auf der niederohmigen Seite des Hf-Übertragers ausgekoppelt wird, wirken sich Änderungen der Last-Impedanz relativ wenig auf die Frequenz und Amplitude der Schwingungen aus.

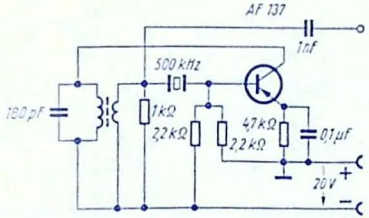


Bild 12

Eichoszillator für 100 kHz

Die Schaltung **Bild 13** leitet sich aus der Grundschaltung nach Bild 10 ab. Die Temperaturkoeffizienten der Schwingkreiselemente dürfen nur klein sein. Am besten ist es, den Schwingkreis gemeinsam mit dem Quarz in den Thermostaten einzubauen. Durch die

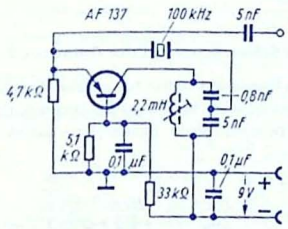


Bild 13

Art der Auskopplung ist erreicht, daß Änderungen der Last-Impedanz die Frequenz nur wenig beeinflussen (Größenordnung 10^{-5} ... 10^{-6} zwischen Leerlauf und 100 Ω Last-Impedanz). Der für die Auskopplung geltende Ausgangswiderstand beträgt etwa 100 Ω.

Oberwellen-Oszillator für 100 MHz

Die Schaltung nach **Bild 14** (Grundschaltung Bild 11) ist so aufgebaut, daß der Quarz in einer (mechanischen) Oberschwingung erregt wird. Das erfordert einen etwa darauf abgestimmten Collectorkreis. Um eine Erregung des Kreises unter Umgehung der

Kontrolle durch den Quarz zu verhindern, wird die Halterungskapazität des Schwingquarzes mit der Spule L_Q weggestimmt.

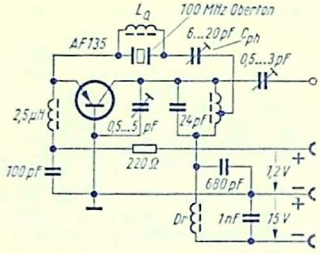


Bild 14

Statt getrennter Batterien für Emitter und Collector können, wie sonst üblich, ein Emitterwiderstand und ein Basisspannungsteiler verwendet werden.

Die in Serie mit dem Schwingquarz liegende variable Kapazität C_{ph} dient dazu, die nacheilende Steilheitsphase des Transistors auszugleichen. C_{ph} wird auf größte Oszillator-Amplitude abgeglichen.

Oszillatorschaltung mit Schwingquarz in der Collector-Zuleitung

Quarze für sehr niedrige Frequenzen haben hohe Serien-Resonanzwiderstände. Deshalb schwingen sie nur dann gut an, wenn bei Einsatz des Quarzes als Kopplungs-Längswiderstand die Querwiderstände hohe Werte haben. Eine solche Schaltung zeigt **Bild 15**

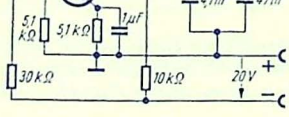


Bild 15

für eine Frequenz von 20 kHz, wobei die vorgenannte Bedingung durch Einfügen des Schwingquarzes in die Collectorzuleitung erfüllt ist. Der Π-Kreis bewirkt die Transformation und Phasendrehung zwischen Collectorseite und Basis.

AM-Empfänger mit nur zwei Transistoren im Hf-Teil

Technische Daten

Bereich der Speisespannung	U_b	6 ... 9 V
Bereich der Empfangsfrequenz	f_e	510 ... 1640 kHz
Zwischenfrequenz	f_z	470 kHz
Bandbreite des Zf-Teils	B_{ges}	4,5 kHz
Sprechleistung für Klirrgrad $k = 10\,\%$	P_{out}	1.4 W
untere Grenzfrequenz	f_u	160 Hz

Eingangsspannung

für 50 mW Ausgangsleistung, gemessen bei einer Eingangsfrequenz $f_e = 1$ MHz, Amplitudenmodulation mit Modulationsgrad $m = 0{,}3$ und Modulationsfrequenz $f_m = 1$ kHz

am Hochpunkt des Eingangskreises	55 µV
an der Basis des Mischstufentransistors	4 µV

Eingangsspannung

an der Basis des Mischstufentransistors

für Rauschabstand 10 dB	3,3 µV
für Rauschabstand 20 dB	10,5 µV
für Rauschabstand 26 dB	21 µV

Abschwächung für 9 kHz-Verstimmung	etwa 50
Abschwächung der Spiegelfrequenz bei $f_e = 1$ MHz	etwa 120

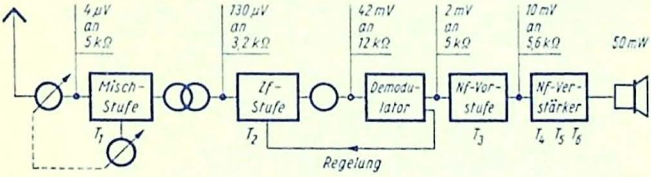


Bild 1

Bild 1 zeigt den Blockschaltplan mit den Pegelwerten für eine Ausgangsleistung von 50 mW bei einer Eingangsfrequenz $f_e = 1$ MHz, einem Modulationsgrad $m = 0{,}3$ und einer Modulationsfrequenz $f_m = 1$ kHz. Die Eingangswiderstände der Stufen sind ebenfalls angegeben.

Bild 2 enthält die Zf-Durchlaßkurve (Regelung abgeschaltet).

Bild 3 zeigt, wie die Zf-Ausgangsspannung sowie die Nf-Spannung und deren Klirrgrad am Demodulator-Ausgang von der Eingangsspannung an der Basis des Mischtransistors abhängen.

Bild 4 stellt die Schaltung des Gerätes dar.

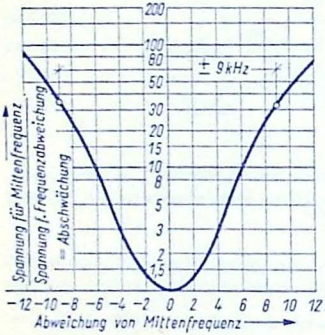


Bild 2

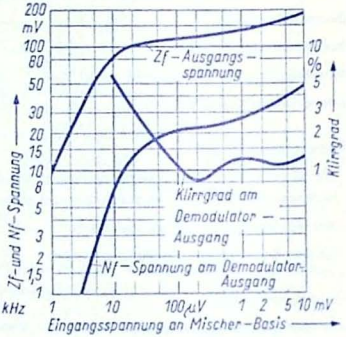


Bild 3

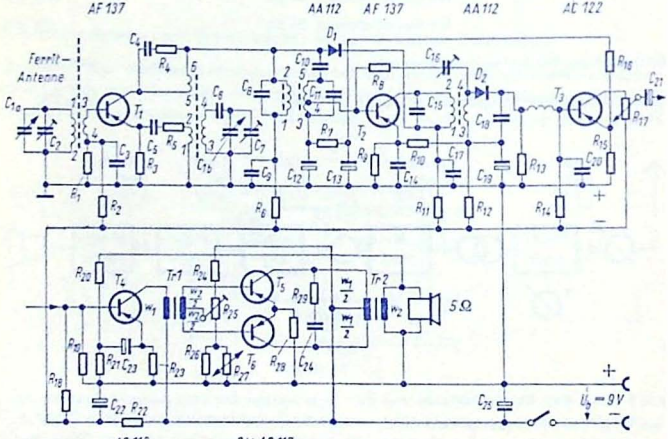


Bild 4

Eingangskreis

Um Empfangsstörungen durch Kurzwellensender bei Empfang von Mittelwellensendern weitgehend zu vermeiden, ist die Eingangskreis-Wicklung auf dem Ferritantennenstab als schmale Kreuzwickelspule ausgeführt. Damit ergeben sich

eine besonders gute Weitab-Selektion und

eine hohe Abschwächung für den unerwünschten Empfang von Kurzwellensendern (Bild 5).

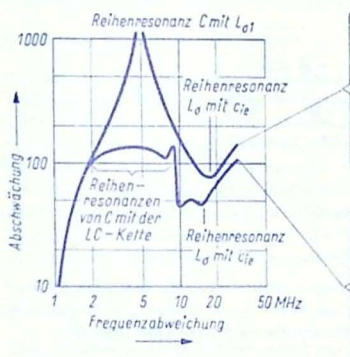


Bild 5

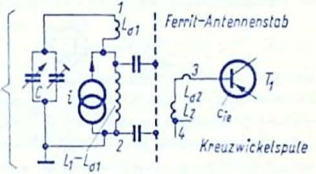


Bild 6

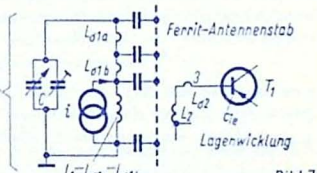


Bild 7

Die **Bilder 6** und **7** veranschaulichen in Verbindung mit Bild 5 die unterschiedliche Auswirkung von Kreuzwickelspule und Lagenwicklung. In den Ersatzschaltungen der Bilder 6 und 7 ist eine Quelle mit dem Urstrom i eingetragen. Dieser Strom ist aus dem Hochfrequenzmagnetfeld abgeleitet, das den Ferritantennenstab durchsetzt. An der Urstromquelle liegt im Prinzip der Parallel-Resonanzkreis, bestehend aus der Ferritantennenspule 1,2 und der Gesamtkapazität C der Parallelschaltung des Drehkondensatorss C_{1a} und des Trimmers C_2.

Im Falle der Kreuzwickelspule besteht der eine der zwei Zweige dieses Resonanzkreises aus der Reihenschaltung von C mit der Streuinduktivität $L_{\sigma 1}$ Für die Reihenresonanzfrequenz, die in den Kurzwellen-Bereich fällt, ergibt sich somit eine sehr große Abschwächung.

Im Falle der Lagenwicklung besteht der eine Resonanz-Zweig aus einer mit C in Reihe liegenden Kettenschaltung von Induktivitäten (in Bild 7 durch $L_{\sigma 1a}$ und $L_{\sigma 1b}$ vereinfacht dargestellt) und Kapazitäten, weshalb hier eine einzelne Reihenresonanz weit weniger wirksam werden kann.

In beiden Fällen besteht für ungefähr 18 MHz eine Reihenresonanz zwischen der Eingangskapazität c_{ie} des Transistors und der auf den Ausgang der Ferritantennenspule bezogenen Gesamt-Streuinduktivität L_σ

Mischstufe

Der erste Hf-Transistor AF 137 arbeitet in einer selbstschwingenden Mischstufe. Für die Schwingungserzeugung wird er in Basisschaltung betrieben, da der Eingangskreis bei der Oszillatorfrequenz als kapazitiver Kurzschluß wirkt. Für die Empfangsspannung befindet sich der Transistor in Emitterschaltung, da das zwischen Emitter und Masse liegende Netzwerk für die Empfangsfrequenz niederohmig ist.

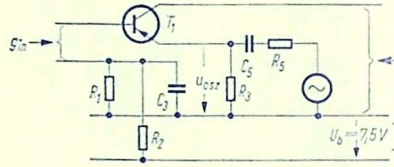


Bild 8

In der Schaltung nach **Bild 1** beträgt der Collector-Gleichstrom $-I_C = 0{,}6$ mA bei einer Oszillatorspannung mit einem Effektivwert von 90 mV ($f_e = 1$ MHz, $f_z = 470$ kHz und $f_{osz} = 1{,}47$ MHz) am Emitter von T_1. Hierfür wurden an T_1 gemessen (**Bild 8**):

Betrag der Mischsteilheit (durch R_5 verringert)	$\lvert S_c \rvert = 5$ mA/V
Kehrwert des Realteils der Eingangs-Admittanz für Empfangsfrequenz 1 MHz (durch R_5 erhöht)	$\frac{1}{g_{in}} = 5\,\text{k}\Omega$
Kehrwert des Realteils der AusgangsAdmittanz für Zwischenfrequenz 470 kHz (durch R_5 verringert)	$\frac{1}{g_{out}} = 1\,\text{M}\Omega$

Bedingung für eine möglichst sinusförmig verlaufende, d. h. oberwellenarme Oszillatorspannung ist, daß der Collector-Wechselstrom der rückgekoppelten Spannung etwa proportional ist. Weil sich der Collectorstrom eines in Basisschaltung betriebenen Transistors annähernd proportional zum Emitterstrom ändert, muß ein der rückgekoppelten Oszillatorspannung proportionaler Emitterstrom erzeugt werden. Dazu dient der Vorwiderstand R_5, dessen Wert für eine stromlineare Aussteuerung des Transistors möglichst groß gegen den Eingangswiderstand des Transistors in Basisschaltung

$$\frac{1}{g_{in}} \approx \frac{1}{g_{ib}} \approx \frac{1}{y_{fb}} \approx 55\,\Omega$$

sein sollte. Da R_5 jedoch für die Empfangsfrequenz und die Zwischenfrequenz eine Gegenkopplung darstellt, wurde als Kompromiß $R_5 = 50\,\Omega$ gewählt.

Über die Oszillator-Rückkopplung wird ein Teil des Zf-Collectorwechselstromes auf den Emitter des Mischtransistors zurückgeführt. Für die Zwischenfrequenz vergrößert sich dadurch der Ausgangswiderstand $\frac{1}{g_{out}}$ des Mischtransistors. Dieser Mitkopplung wirkt R_5 durch Gegenkopplung entgegen. Mit $R_5 = 50\,\Omega$ wird $\frac{1}{g_{out}}$ auf den für die Bandbreite erforderlichen Wert von 1 MΩ eingestellt.

Mit Zunahme der Empfangsfrequenz und damit der Oszillatorfrequenz wird der Resonanzwiderstand des Oszillatorkreises höher. Aufgrund dessen würde die Amplitude der Oszillatorspannung bei Fehlen der parallel zur Collectorwicklung liegenden RC-Kombination mit steigender Frequenz wachsen. Mit der RC-Kombination erhält man eine nahezu frequenzunabhängige Oszillatoramplitude. Eine kapazitive Kopplung zwischen Emitter- und Collectorwicklung der Oszillatorspulen-Einheit würde das Auftreten von Oszillator-Oberwellen begünstigen. Daher ist die Oszillatorkreis-Wicklung hier zwischen den beiden genannten Wicklungen angeordnet. Die Oszillatorfunktion der selbstschwingenden Mischstufe ist bis herunter zu 5 V Speisespannung gewährleistet.

ZF-Stufe

Das Bandfilter zwischen Mischtransistor und Zf-Transistor bestimmt im wesentlichen die Selektion des Empfängers. In der Zf-Stufe ergibt sich zwischen Basis und Collector des in dieser Stufe enthaltenen Transistors eine etwa 1000-fache Spannungsverstärkung. Wegen dieser hohen Verstärkung muß die Zf-Stufe exakt neutralisiert werden. Dabei dient die an den Collectorkreis angekoppelte Diodenwicklung gleichzeitig als Neutralisationswicklung. Für den Zf-Transistor AF 137 wurden unter den Betriebsbedingungen $-I_C = 0{,}6$ mA, $-U_{CE} = 7$ V, $f_z = 470$ kHz folgende Kennwerte ermittelt:

Betrag der Steilheit	$\lvert S \rvert$	= 21 mA/V
Eingangswiderstand	$\frac{1}{g_{in}}$	= 3,2 kΩ
Ausgangswiderstand	$\frac{1}{g_{out}}$	> 1 MΩ

Ausreichende Empfindlichkeit des Empfängers setzt maximale Leistungsverstärkung dieser Stufe voraus. Obwohl die Verstärkung mit Erhöhen des Collector-Gleichstromes noch zunimmt, wurde für $\lvert I_C \rvert$ nur 0,6 mA gewählt. Bei höheren Werten von $\lvert I_C \rvert$ wird die auf den Collector-Siebwiderstand R_{11} entfallende Spannung zu groß, so daß die Collectorspannung des Zf-Transistors in einen Bereich kommt, in dem die Rückwirkungskapazität stark von der Collectorspannung — und damit indirekt vom Regelzustand — abhängt. Ein höherer Betrag von I_C würde deshalb die Neutralisation erschweren.

Für den (Leerlauf-)Resonanzwiderstand R_{0D} des letzten Zf-Kreises, dessen Leerlaufgüte Q_0 mit 160 gemessen wurde, ergibt sich

$$R_{0D} = \frac{Q_0}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot f_z} = \frac{160}{2 \cdot \pi \cdot 500 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{F} \cdot 470 \cdot 10^{3}\ \mathrm{Hz}} = 106\ \mathrm{k\Omega}$$

Soll maximale Verstärkung erreicht werden, so muß der Eingangswiderstand $r_{inD} = \frac{1}{g_{inD}}$ der Diodenschaltung an diesen Widerstand angepaßt werden.

Daraus folgen als Außenwiderstand R_C im Collectorstromkreis des Zf-Transistors

$$R_C = 0{,}5 \cdot R_{0D} = 53\ \mathrm{k\Omega}$$

und eine Betriebsbandbreite $b = 2 \cdot b_0 = 5{,}8\ \mathrm{kHz}$.

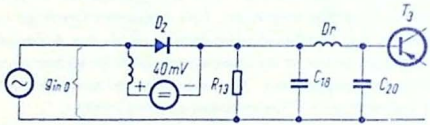


Bild 9

In der Schaltung nach **Bild 9** wurde der Demodulator-Eingangswiderstand $\frac{1}{g_{inD}} = 12\ \mathrm{k\Omega}$ gemessen. Das Übersetzungsverhältnis errechnet sich aus

$$\ddot{u} = \frac{w_{21}}{w_{34}} = \sqrt{R_{0D} \cdot g_{inD}} = \sqrt{\frac{106}{12}} \approx 3$$

Die Spannungsverstärkung der Zf-Stufe von der Basis des Zf-Transistors bis zur Demodulatordiode beträgt hiermit

$$V_{SZf} = \frac{|S| \cdot R_C}{\ddot{u}} = \frac{21 \cdot 53}{3} = 371$$

Dem entspricht eine Leistungsverstärkung von 45 dB.

Da die zur Neutralisation des Transistors benötigte Spannung an der Diodenwicklung abgegriffen wird, muß diese entgegengesetzt wie die Kreiswicklung gegensinnig gepolt sein. Die Werte der Reihenschaltung aus $C_N = C_{16}$ und $R_N = R_8$ erhält man aus c_{re} und g_{re} des Transistors AF 137 sowie aus $\ddot{u}$ mit

$$C_N \approx \ddot{u} \cdot c_{re} \quad \text{und} \quad R_N \approx \frac{g_{re}}{(c_{re} \cdot \omega_z)^2 \cdot \ddot{u}} \quad \text{für } R_N \ll \frac{1}{\omega_z \cdot C_N}$$

$$C_N \approx 10\ \mathrm{pF} \quad \text{und} \quad R_N \approx 700\ \Omega$$

Für C_N wählt man, um die Exemplarstreuungen erfassen zu können, einen Trimmer.

Da $R_N \ll \frac{1}{\omega_z \cdot C_N}$ genügt für R_N ein Festwiderstand.

Regelschaltung und Demodulator

In größeren Empfängern regelt man üblicherweise, indem man die Regelspannung auf die Basis der Transistoren vorhergehender Stufen zurückführt. Damit würde hier keine genügende Regelung erreicht.

Zwischen der Demodulatordiode und der Basis des ersten Nf-Transistors T_3 besteht hier eine Gleichstromverbindung. Damit wirkt T_3 als Regelspannungsverstärker. Mit zunehmender Hf-Spannung sinkt der Emitter-Gleichstrom dieses Transistors. Die sich so am Emitter ergebende Gleichspannungsänderung gelangt über den Widerstand R_{16} an die Basis des Zf-Transistors T_2 und beeinflußt dessen Verstärkung. Die regelnde Wirkung dieser Spannung wird dadurch verstärkt, daß der Emitter des Zf-Transistors T_2 an einem Spannungsteiler (R_9, R_{10}, R_{12}) liegt. Der Punkt zwischen R_{10} und R_{12} dieses Spannungsteilers hat eine Gleichstromverbindung mit der Anode der Demodulatordiode D_2. Dadurch ist die Diode im ungeregelten Zustand mit etwa 40 mV in Durchlaßrichtung vorgespannt, was bei schwachen Hf-Signalen einen erhöhten Demodulator-Wirkungsgrad zur Folge hat. Bei stärker werdendem Signal geht die Demodulator-Dioden-Vorspannung durch Null und wird negativ (Sperrichtung), womit der Demodulator-Wirkungsgrad abnimmt, was einer Nf-Vorwärtsregelung gleichkommt.

Zur weiteren Verbesserung der Regelung ist parallel zum Primärkreis des Zf-Filters eine Dämpfungsdiode D_1 angeordnet, die bei kleiner Signalspannung in Sperrichtung vorgespannt ist und somit dann nicht dämpft (R_D ca. 400 kΩ). Wird der Collectorstrom des Zf-Transistors heruntergeregelt, so geht die Diodenvorspannung bei einem bestimmten Wert der Zf-Spannung (140 mV) durch Null und steigt dann in Durchlaßrichtung weiter an, womit der niedrige differentielle Widerstand der Diode den Zf-Kreis stark bedämpft, was eine verstärkte Regelung bedeutet.

Die Demodulatorschaltung ist wechselstrommäßig durch den Eingangswiderstand des Nf-Transistors belastet. Eine Wechselstrombelastung des Demodulators verringert den maximal verarbeitbaren Modulationsgrad. Der Eingangswiderstand des Nf-Transistors wird, um diesen Effekt kleinzuhalten, durch Gegenkopplung auf etwa 5 kΩ erhöht.

NF-Verstärker

Zwischen dem ersten Nf-Transistor und der Demodulatordiode besteht eine Gleichstromkopplung. Deshalb mußte die Lautstärke-Einstellung hinter die erste Nf-Vorstufe gelegt werden. Daher dient hier als Collectorwiderstand des ersten Nf-Transistors T_3 ein Schicht-Drehwiderstand. Die Bemessung der nachfolgenden Treiberstufe mit AC 116 sowie der Gegentakt-Endstufe mit 2 × AC 117 bietet keine Besonderheiten. Der Nf-Verstärker liefert eine maximale Ausgangsleistung von 1,4 W bei einem Klirrfaktor von 10%.

Schaltteilliste zu Bild 4

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand		5,1 kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand		51 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand		1 kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand		4,7 kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand		50 Ω	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand		560 Ω	0,1 W
R_7	Schichtwiderstand		470 Ω	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand		700 Ω	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand		270 Ω	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand		390 Ω	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand		1,5 kΩ	0,1 W
R_{12}	Schichtwiderstand		9,1 kΩ	0,1 W
R_{13}	Schichtwiderstand		4,7 kΩ	0,1 W
R_{14}	Schichtwiderstand		43 kΩ	0,1 W
R_{15}	Schichtwiderstand		1,2 kΩ	0,1 W
R_{16}	Schichtwiderstand		150 Ω	0,1 W
R_{17}	Schicht-Drehwiderstand, pos. log.		5,6 kΩ	0,1 W
R_{18}	Schichtwiderstand		10 kΩ	0,1 W
R_{19}	Schichtwiderstand		0,6 kΩ	0,1 W
R_{20}	Schichtwiderstand		1 kΩ	0,1 W
R_{21}	Schichtwiderstand		8 Ω	0,1 W
R_{22}	Schichtwiderstand		200 Ω	0,1 W
R_{23}	Schichtwiderstand		430 Ω	0,1 W
R_{24}	Schichtwiderstand		2,2 kΩ	0,1 W
R_{25}	Einstellwiderstand		15 Ω	0,1 W
R_{26}	Schichtwiderstand		82 Ω	0,1 W
R_{27}	NTC-Widerstand	Wert bei 25 °C	50 Ω TK = −3,8%/°C	
R_{28}	Schichtwiderstand		1 Ω	0,1 W
R_{29}	Schichtwiderstand		150 Ω	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Doppeldrehkondensator $\triangle C$	172/70 pF	
C_2	Trimmer	7 pF	
C_3	Papierkondensator	40 nF	
C_4	Keramikkondensator	16 pF	
C_5	Papierkondensator	20 nF	
C_6	Styroflexkondensator	800 pF	125 V
C_7	Trimmer	7 pF	
C_8	Styroflexkondensator	500 pF	125 V
C_9	Papierkondensator	40 nF	125 V
C_{10}	Keramikkondensator	2 pF	

C_{11}	Styroflexkondensator	500 pF	125 V
C_{12}	Elektrolytkondensator	25 µF	3 V
C_{13}	Elektrolytkondensator	25 µF	3 V
C_{14}	Papierkondensator	40 nF	125 V
C_{15}	Styroflexkondensator	500 pF	125 V
C_{16}	Trimmer (C_N)	10 pF	
C_{17}	Papierkondensator	40 nF	125 V
C_{18}	Papierkondensator	5 nF	125 V
C_{19}	Elektrolytkondensator	25 nF	3 V
C_{20}	Papierkondensator	4 nF	125 V
C_{21}	Elektrolytkondensator	25 µF	12 V
C_{22}	Elektrolytkondensator	100 µF	12 V
C_{23}	Elektrolytkondensator	50 µF	3 V
C_{24}	Papierkondensator	0,22 µF	125 V
C_{25}	Elektrolytkondensator	500 µF	12 V

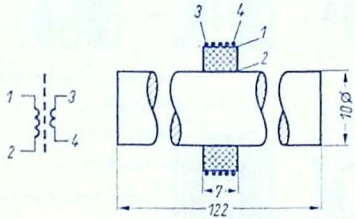


Bild 10

Spulen

Ferritantenne Antennenstab 550 M 25 Siemens & Halske AG **(Bild 10)**

1 — 2 unten 80 Windungen Hf-Litze 10×0,05 CuLS Kreuzwickelspule
3 — 4 oben 6 Windungen Hf-Litze 10×0,05 CuLS

Oszillatorspule Bausatz F 21 A, Kern FK III g **(Bild 11)**

1—2 mittlere Kammer unten	3 Windungen Hf-Litze 10×0,05 CuLS
4—3 alle drei Kammern	117 Windungen Hf-Litze 10×0,05 CuLS
5—6 mittlere und obere Kammer oben	8 Windungen Hf-Litze 10×0,05 CuLS

Zf-Bandfilter Bausatz F 22 A, Kern FK III g **(Bild 12)**

2—1 alle drei Kammern	100 Windungen Hf-Litze 10×0,05 CuLS
5—4 obere und mittlere Kammern	82 Windungen Hf-Litze 10×0,05 CuLS
4—3 mittlere und untere Kammer	18 Windungen Hf-Litze 10×0,05 CuLS

Demodulatorkreis Bausatz F 21 A, Kern FK III g (**Bild 13**)

2—1 alle drei Kammern	100 Windungen Hf-Litze 10 × 0,05 CuLS
4—3 mittlere und untere Kammer	35 Windungen Hf-Litze 10 × 0,05 CuLS

Kerne und Spulenbausätze der Firma Vogt & Co. KG

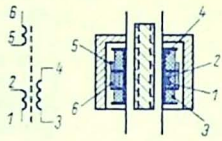


Bild 11

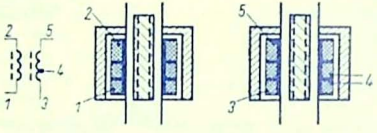


Bild 12

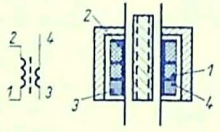


Bild 13

Transformatoren

Treibertransformator Kern EI 30 Dynamoblech IV wechselweise geschichtet.

w_1	1200 Windungen	0,1 CuL
w_2	2 × 600 Windungen	0,11 CuL bifilar gewickelt

Ausgangstransformator Kern EI 42 Dynamoblech IV wechselweise geschichtet

w_1	2 × 125 Windungen	0,36 CuLS bifilar gewickelt
w_2	50 Windungen	0,75 CuLS

Transistoren, Dioden

T_1 T_2	Transistoren	AF 137
T_3	Transistor	AC 122
T_4	Transistor	AC 116
T_5 T_6	Transistoren	AC 117, paarweise ausgesucht
D_1 D_2	Germaniumdioden	AA 112

Transistor-AM-Empfänger mit Zf-Verstärker in Basisschaltung

Technische Daten und Grundsätzliches

Speisespannung	U_b	6,5...9 V
Bereich der Empfangsfrequenz	ϵ	520...1640 kHz
Zwischenfrequenz	f_z	470 kHz
Bandbreite des Zf-Verstärkers	B_{ges}	5 kHz
Eingangsspannung	u_e	
für eine Nf-Spannung von 0,8 mV an einem Lastwiderstand $R_a = 2{,}5$ kΩ gemessen bei einer Eingangsfrequenz $f_e = 1$ MHz, Amplitudenmodulation mit Modulationsgrad $m = 0{,}3$ und Modulationsfrequenz $f_m = 1$ kHz		
am Hochpunkt des Antennenkreises		17 µV
an der Basis des Mischstufentransistors		0,85 µV
Eingangsspannung an der Basis des Mischstufentransistors		
für Rauschabstand 10 dB		1,2 µV
für Rauschabstand 20 dB		4 µV
für Rauschabstand 26 dB		8 µV
Abschwächung für 9 kHz-Verstimmung		etwa 110
Abschwächung für Spiegelfrequenz bei $f_e = 1$ MHz		etwa 100

Empfindlichkeit und Selektion entsprechen ungefähr den Werten eines ähnlichen Empfängers mit zwei Zf-Transistoren in Emitterschaltung.

Mit der Basisschaltung vermeidet man die bei Emitterschaltung möglichen Schwierigkeiten der Neutralisation. Um die bei sonst gleichen Eigenschaften (wie Bandbreite und Selektion) an sich geringere Verstärkung der Basisschaltung zu vergrößern, wurde der Emitter-Gleichstrom im Interesse einer höheren Steilheit mit 1 mA (statt sonst mit 0,5 mA) gewählt. Außerdem wurde hierfür ausgenutzt,

daß der Transistor-Eingangsleitwert $g_{ib} \approx S$ in der Basisschaltung wesentlich weniger streut als der Eingangsleitwert g_{ie} in Emitterschaltung, weshalb der Transistoreingang unter der Nebenbedingung der Bandbreite an das Eingangsfilter optimal angekoppelt werden kann, und

daß die größere Stabilität der nicht neutralisierten Basisschaltung gegenüber der nicht neutralisierten Emitterschaltung es erlaubt, Außenwiderstände mit höheren Werten zu verwenden.

Zum Erreichen eines günstigen Verhältnisses zwischen Selektion und Gesamtbandbreite sind die Filter transitional gekoppelt (Flachkopplung).

Zum gemeinsamen Stabilisieren der Emitter-Gleichströme der Transistoren T_1 und T_3 gegen Einflüsse von Temperaturschwankungen und zum Abschwächen der Einflüsse der Speisespannungsänderungen dient eine Gleichspannung von 0,8 V, die z. B. an einem in Durchlaßrichtung betriebenen Selenventil entnommen werden kann.

Für die Dimensionierung der Hf-Schaltung wird davon ausgegangen, daß am Eingang des Nf-Teiles für eine Sprechleistung von 50 mW eine Nf-Spannung von etwa 0,8 mV an 2,5 kΩ auftreten muß.

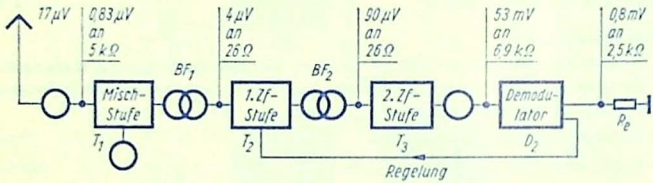


Bild 1

Bild 1 zeigt den Blockschaltplan mit eingetragenen Werten der Pegel und der Eingangswiderstände der Stufen.

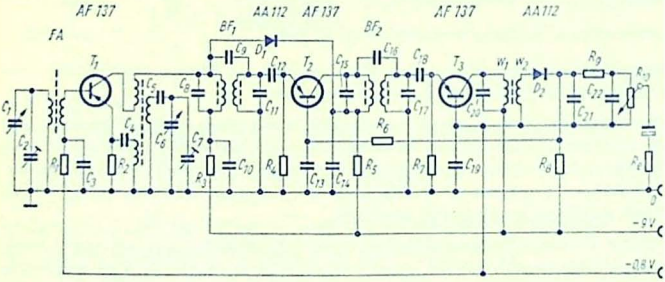


Bild 2

Bild 2 enthält den Plan der Schaltung einschließlich des Eingangswiderstandes R_e des NF-Verstärkers. Wie hieraus zu ersehen ist, handelt es sich um einen Empfänger mit einer Regelschaltung, wobei der Transistor T_2 geregelt wird. Diese Regelung wird durch die Dämpfungsdiode D_1 unterstützt.

Mischstufe

Die Mischstufe ist in üblicher Weise geschaltet. Als Eingangskreisspule dient eine auf den Ferritantennenstab aufgeschobene Kreuzwickelspule. Diese wurde gewählt, um Störungen im Mittelwellenbereich durch unerwünschten Empfang von Kurzwellensendern zu vermeiden. Mit der Kreuzwickelspule ist die Abschwächung für die über dem Empfangsbereich liegenden Frequenzen besser als mit einer Lagenwicklung. Siehe hierzu auch: „AM-Empfänger mit nur zwei Transistoren im Hf-Teil", Abschnitt Eingangskreis, Seite 275.

Bei einer Oszillatorspannung mit einem Effektivwert von rund 200 mV am Emitter von T_1 beträgt dessen Emitter-Gleichstrom etwa 0,6 mA. Hierfür wurden gemessen:

Betrag der Mischsteilheit	$\lvert S_c \rvert = 16$ mA/V
Kehrwert des Realteils der Eingangs-Admittanz	$\frac{1}{g_{in\,M}} = 5$ kΩ
Kehrwert des Realteils der Ausgangs-Admittanz	$\frac{1}{g_{out\,M}} \geqq 1$ MΩ

Bandbreite der Zf-Bandfilter

Zum Berechnen der Zf-Bandfilter-Bandbreite B gehören:

B_{ges}	Gesamtbandbreite des Zf-Verstärkers (gegeben)	5 kHz
n	Anzahl der Zweikreis-Bandfilter (gegeben)	2
b	Bandbreite des Demodulatorkreises (angenommen mit Rücksicht auf die Selektion)	12 kHz

Damit wird

$$B = \frac{B_{ges}}{\sqrt{\sqrt[n]{\frac{2}{1+\left(\frac{B_{ges}}{b}\right)^2}}-1}} = \frac{5\cdot 10^3\ \text{Hz}}{\sqrt{\sqrt[2]{\frac{2}{1+\left(\frac{5\cdot 10^3\ \text{Hz}}{12\cdot 10^3\ \text{Hz}}\right)^2}}-1}} \approx 6{,}7\ \text{kHz}$$

Für die Zf-Stufen in Betracht kommende Transistordaten

Die Transistoren werden in Basisschaltung mit einem Emitter-Gleichstrom von 1 mA betrieben. Dazu gehören:

$\frac{1}{g_{ib}}$	Kehrwert des Realteils der Eingangs-Admittanz **(Bild 3)**	≈ 26 Ω
$\frac{1}{g_{ob}}$	Kehrwert des Realteils der Ausgangs-Admittanz	≈ 1,9 MΩ
$\lvert v_{fb} \rvert$	Betrag der Vorwärtssteilheit	≈ 39 mA/V

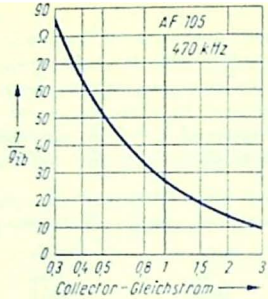


Bild 3

Bemessung der Zf-Stufen

Die Berechnung der Zf-Filter und der Verstärkung erfolgte mit Hilfe der vorstehenden Werte. Sie wird hier im einzelnen nicht gebracht.

Auf eine Besonderheit soll jedoch eingegangen werden: Die Betriebsbandbreiten der Sekundärkreise der Zf-Bandfilter BF_1 und BF_2 werden durch entsprechendes Ankoppeln der Eingangsleitwerte g_{ib} der Zf-Transistoren T_2 und T_3 eingestellt. Hierbei dient anstelle einer Koppelwicklung zur Transformation von g_{ib} ein Koppelkondensator:

Die Impedanz Z der Reihenschaltung des Koppelkondensators C_{18} mit dem Eingangsleitwert g_{ib} von T_3 ist für eine gegebene Frequenz, d. h. hier $f_z = 470$ kHz, der Parallelschaltung einer Kapazität mit dem transformierten Eingangswiderstand $R_{in\,tr}$ gleichwertig. Hierbei dürfen sowohl die Eingangskapazität des Transistors wie auch der Widerstand R_7 und der kapazitive Widerstand des Kondensators C_{19} vernachlässigt werden.

Es handelt sich nun darum, für $f_z = 470$ kHz aus $\dfrac{1}{g_{ib}} = 26\ \Omega$ und aus dem hier geforderten Bedämpfungswiderstand für den Sekundärkreis des Bandfilters, nämlich $R_{in\,tr} = 250\ \text{k}\Omega$, die Kapazität von C_{18} zu berechnen. Hierfür kann man die allgemein geltenden Beziehungen verwenden:

$$|Z|^2 = \frac{1}{g_{ib}{}^2} + \frac{1}{(\omega_z \cdot C_{18})^2}$$

und

$$|Z|^2 = \frac{R_{in\,tr}}{g_{ib}}$$

Daraus folgt wegen $\dfrac{1}{g_{ib}} \ll R_{in\,tr}$

$$C_{18}{}^2 \approx \frac{g_{ib}}{\omega_z{}^2 \cdot R_{in\,tr}} \approx \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 470^2 \cdot 10^6\ \text{Hz}^2 \cdot 26\ \Omega \cdot 250 \cdot 10^3\ \Omega} \approx \frac{10^{-18}}{56{,}5}\ \text{F}^2$$

$$C_{18} \approx 135 \cdot 10^{-12}\ \text{F} = 135\ \text{pF}$$

Zu 135 pF und 470 kHz gehört ein kapazitiver Widerstand mit dem Betrag

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 470 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 135 \cdot 10^{-12} \text{ F}} \approx 2{,}5 \text{ k}\Omega$$

Dieser Betrag ist groß gegen 26 Ω. Folglich kann C_{18} als parallel zu C_{17} liegend angesehen werden. Das bedeutet mit 300 pF Kreiskapazität:

$$C_{17} = 300 \text{ pF} - C_{18} = 165 \text{ pF}$$

Entsprechend sind die Kondensatoren C_{11} und C_{12} berechnet.

Demodulatorschaltung

Die Demodulatorschaltung dient zusätzlich als Regelspannungserzeuger. Deshalb muß zwischen der Diode D_2 und der Basis des geregelten Transistors T_2 eine Gleichstromverbindung bestehen (Widerstand R_6). Damit die Diode D_2 dadurch nicht in Sperrichtung vorgespannt wird, ist die Verbindung zwischen R_6 und D_2 über $R_8 = 510$ kΩ an den negativen Pol der Speisespannung gelegt. Auf diese Weise wird die an D_2 sonst in Sperrichtung auftretende Spannung sogar etwas überkompensiert, was die Empfindlichkeit der Demodulatorschaltung für geringe Eingangsspannungen steigert.

Bemessen des Collectorkreises von T_3

Auf die Demodulatorschaltung entfällt ein um so größerer Bruchteil der aus dem Zf-Verstärker stammenden Leistung, je größer die Betriebsbandbreite b des Collectorkreises von T_3 im Verhältnis zu dessen Leerlaufbandbreite b_0 ist. Mit

R_D am Collectorkreis von T_3 wirksamer Widerstand der Demodulatorschaltung

R_L Lastwiderstand für den Zf-Verstärker, bestehend aus der Parallelschaltung von R_D mit dem Leerlauf-Resonanzwiderstand des Collectorkreises von T_3

p_L Ausgangsleistung des Zf-Verstärkers, nämlich die von R_L aufgenommene Zf-Leistung

p_D von R_D aufgenommene Zf-Leistung

b_D Bandbreite-Erhöhung, verursacht von R_D

gilt:

$$\frac{p_D}{p_L} = \frac{R_L}{R_D} = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{20} \cdot b_D}{2 \cdot \pi \cdot C_{20} \cdot b} = \frac{b_D}{b} = \frac{b - b_0}{b} = 1 - \frac{b_0}{b}$$

An sich wäre es günstig, den Wert des Widerstandes R_D möglichst klein zu wählen. Da der Empfänger aber nur zwei Zf-Bandfilter enthält, wäre mit einem kleinen Wert von R_D die Selektion nicht ausreichend. Mit Rücksicht darauf wird die Betriebsbandbreite $b = 12$ kHz gewählt. Für die Leerlaufbandbreite b_0 des ausgeführten Collectorkreises von T_3 gilt $b_0 = 4$ kHz. Damit wird

$$\frac{p_D}{p_L} = 1 - \frac{4}{12} \approx 0{,}67$$

Mit der Wahl $R_D = 25\ \text{k}\Omega$ ist:

$$R_L = R_D \cdot \left(1 - \frac{4}{12}\right) \approx 25\ \text{k}\Omega \cdot 0{,}67 \approx 16{,}7\ \text{k}\Omega$$

Die Kapazität C_{20} des Collector-Resonanzkreises von T_3 beträgt:

$$C_{20} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot b \cdot R_L} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 10^3\ \text{Hz} \cdot 16{,}7 \cdot 10^3\ \Omega} \approx 800\ \text{pF}$$

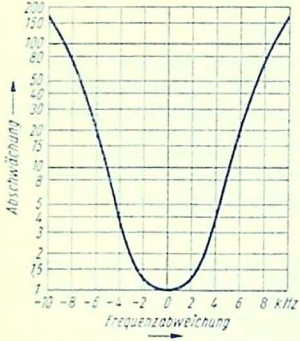


Bild 4

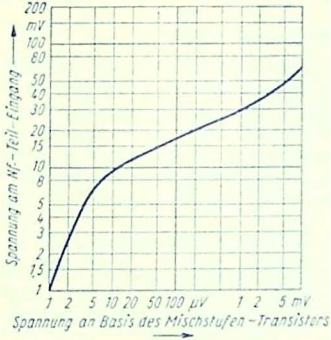


Bild 5

Bild 4 zeigt die Zf-Durchlaß-Kurve.

Die Regelschaltung

Bild 5 läßt die Regel-Eigenschaften erkennen. Aufgetragen ist die Spannung am Lastwiderstand $R_e = 2{,}5\ \text{k}\Omega$, der den Eingangswiderstand des Nf-Teils darstellt, als Funktion der Spannung an der Basis von T_1.

Geregelt wird der Transistor T_2 mit Unterstützung durch die **Dämpfungsdiode** D_1: Bei zunehmender Eingangsspannung steigen die Zf-Spannung und mit ihr der über die Diode D_2 fließende Gleichstromanteil. Daraus folgt eine Zunahme der Spannung am Widerstand R_5, wobei sich die ursprünglich negative Basis-Emitterspannung von T_2 nach positiven Werten ändert. Die hiermit verbundene Abnahme des Betrages des Collector-Gleichstromes bedingt ein Absinken der Gleichspannung am Widerstand R_5. Wegen des Rückganges der Spannung an R_5 nimmt die zunächst in Sperrichtung an der Diode D_1 wirkende Spannung ab, geht durch Null und wirkt anschließend in Durchlaßrichtung. Das Ergebnis ist eine wachsende Dämpfung des Eingangskreises des ersten Zf-Bandfilters: Die für volles Sperren des Transistors T_2 notwendige Regelspannung, die von der Demodulatordiode geliefert werden muß, beträgt bei der hier angewendeten Schaltung etwa 1 V.

Schaltteilliste zu Bild 2

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	5,1 kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	1,2 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	510 Ω	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	430 Ω	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	560 Ω	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,1 W
R_7	Schichtwiderstand	510 Ω	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand	510 kΩ	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand	510 Ω	0,1 W
R_{10}	Schichtdrehwiderstand pos. log.	10 kΩ	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Drehkondensator gekoppelt mit C_6	$\triangle C$	152 pF	
C_2	Trimmer	$\triangle C$	7 pF	
C_3	Papierkondensator		40 nF	125 V
C_4	Keramikkondensator		10 nF	125 V
C_5	Styroflexkondensator		800 pF	125 V
C_6	Drehkondensator gekoppelt mit C_1	$\triangle C$	70 pF	
C_7	Trimmer	$\triangle C$	7 pF	
C_8	Styroflexkondensator		1,25 nF	125 V
C_9	Keramikkondensator		7 pF	
C_{10}	Keramikkondensator		10 nF	125 V
C_{11}	Styroflexkondensator		140 pF	125 V
C_{12}	Styroflexkondensator		160 pF	125 V
C_{13}	Papierkondensator		100 nF	125 V
C_{14}	Keramikkondensator		10 nF	125 V
C_{15}	Styroflexkondensator		300 pF	125 V
C_{16}	Keramikkondensator		4 pF	
C_{17}	Styroflexkondensator		165 pF	125 V
C_{18}	Styroflexkondensator		135 pF	125 V
C_{19}	Papierkondensator		40 nF	125 V
C_{20}	Styroflexkondensator		800 pF	125 V
C_{21}	Papierkondensator		2,7 nF	125 V
C_{22}	Papierkondensator		2,7 nF	125 V

Ferritantenne Antennenstab, Siemens & Halske AG 100 T 17 M 25, 10×163

1—2 82 Windungen 10×0,05 CuLS Kreuzwickelspule (Bild 6)

3—4 4 Windungen 10×0,05 CuLS

Spulen

Kerne und Spulenbauteile der Fa. Vogt u. Co. KG

Oszillatorspule Bauart F 21 A Kern FK III g, GW 4, 13 × 0,5

1—2	3 Windungen 10 × 0,05 CuLS	Bild 7
3—4	117 Windungen 10 × 0,05 CuLS	
5—6	7 Windungen 10 × 0,05 CuLS	

Zf-Bandfilter Bauart F 2 A Kern FK III g, GW 4, 13 × 0,5

erstes Bandfilter		Bild 8
1—2	70 Windungen 20 × 0,05 CuLS	
2—4	150 Windungen 10 × 0,05 CuLS	
zweites Bandfilter		
1—2	150 Windungen 10 × 0,05 CuLS	
3—4	150 Windungen 10 × 0,05 CuLS	

Demodulator-Spulensatz Bauart F 21 A Kern FK III g, 13 × 0,5

1—2	90 Windungen 10 × 0,05 CuLS	Bild 9
3—4	48 Windungen 0,15 CuLS	

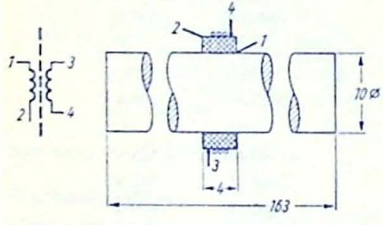


Bild 6

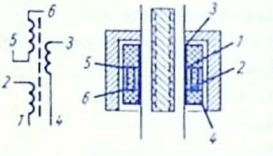


Bild 7

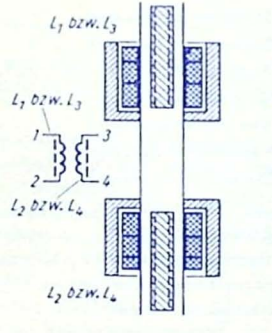


Bild 8

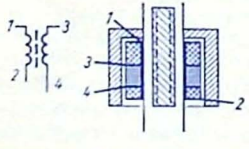


Bild 9

Transistoren, Dioden

T_1 T_2 T_3	Transistoren	AF 137
D_1 D_2	Germaniumdioden	AA 112

Subminiatur-Transistoren AF 128 und AC 129 in einem Kleinempfänger

Technische Daten

Speisespannung	U_b	2,4 V
Bereich der Empfangsfrequenz	f_e	510 ... 1630 kHz
Zwischenfrequenz	f_z	455 kHz
Gesamtstromaufnahme		etwa 4,5 mA
Bandbreite des Zf-Verstärkers	B_{ges}	5,4 kHz
Eingangsspannung an der Basis von T_1 für 1 mW Sprechleistung, gemessen bei einer Eingangsfrequenz $f_e = 1$ MHz, Amplitudenmodulation mit Modulationsgrad $m = 0{,}3$ und Modulationsfrequenz $f_m = 1$ kHz		5 µV
Eingangsspannung an der Basis des Mischstufentransistors		
für Rauschabstand 10 dB		2,7 µV
für Rauschabstand 20 dB		10 µV
für Rauschabstand 26 dB		21 µV
Betriebs-Temperaturbereich		−15 ... + 40 °C

Weitere Daten sind enthalten in den **Bildern 1, 6** und **7.**

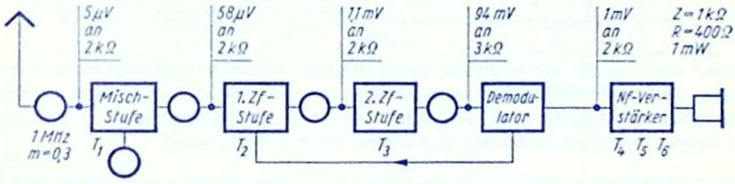


Bild 1

Grundsätzliches über die Schaltung

Die Stufenfolge mit Pegeldiagramm ist aus **Bild 1** zu ersehen.

Um zu besonders kleinen Abmessungen zu kommen, sind als Speisestromquelle zwei Knopfzellen 150 DK (Firma DEAC) in Reihenschaltung und anstelle von Zf-Bandfiltern Einzelkreise verwendet. Mit Ausnahme des Mischtransistors, der einen Emitterwiderstand benötigt und deshalb einen Basis-Spannungsteiler braucht, arbeiten alle übrigen Transistoren mit Basis-Vorwiderständen.

Bild 2 stellt die Schaltung dar. Der Ausschalter S ist mit dem Lautstärke-Einstellwiderstand gekoppelt.

Die selbstschwingende Mischstufe

Als Oszillator arbeitet der Transistor T_1 in Basisschaltung. Der Oszillatorkreis liegt mit der Anzapfung seiner Spule an dem Emitter von T_1. Die Rückkopplung erfolgt vom Collector auf den Oszillatorkreis.

In Abhängigkeit von der Oszillatorspannung wurden für $-I_C = 0{,}5$ mA die Mischverstärkung und der Zf-Ausgangswiderstand des Mischtransistors gemessen **(Bild 3)**. Aufgrund der Meßresultate wurde im Hinblick auf die Schwingsicherheit und zum Vermeiden

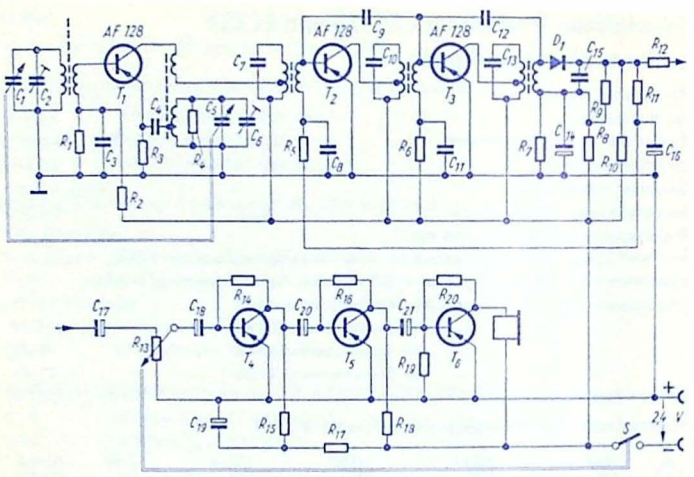


Bild 2

einer sonst (wegen der niedrigen Speisespannung) möglichen collectorseitigen Übersteuerung des Mischtransistors für die Oszillatorspannung ein Wert von 90 mV gewählt. Mit Hilfe des Widerstandes R_1 gelingt es, diesen Wert der Oszillatorspannung über den gesamten Empfangsfrequenzbereich genügend gleichmäßig zu halten.

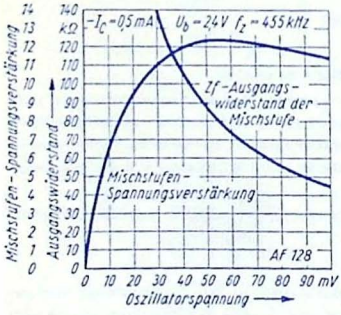


Bild 3

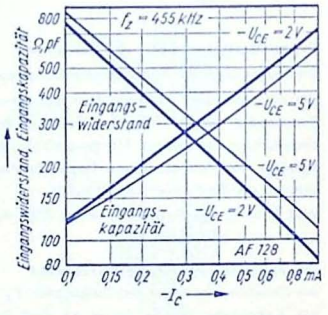


Bild 4

Der Zf-Verstärker

Die **Bilder 4** und **5** zeigen für einen mittleren Transistor AF 128 als Funktionen des Collectorstromes für $-U_{CE} = 2$ V bzw. 5 V und $f_z = 455$ kHz:

(Bild 4)
den Eingangswiderstand
die Eingangskapazität

(Bild 5)
den Ausgangswiderstand
die Ausgangskapazität

Die beiden ersten Zf-Kreise sind so an die Transistoren angekoppelt, daß sie nicht bis auf $\frac{Q_0}{2}$ bedämpft werden. Diese Unteranpassung ergibt eine verbesserte Zf-Selektion und ermöglicht es, mit einer Festneutralisation den gesamten Streubereich der Rückwirkungskapazität c_{re} zu erfassen, und bewirkt, daß die regelungsbedingten Änderungen der Transistor-Kenngrößen nur wenig auf die Zf-Durchlaßkurve eingehen.

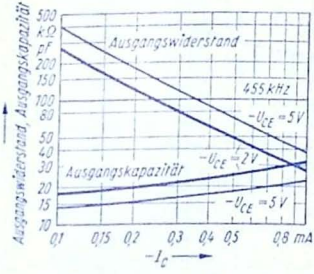


Bild 5

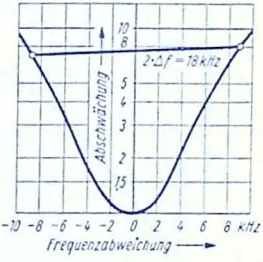


Bild 6

Nf-Verstärker

Die Basis-Vorwiderstände sind im Nf-Teil durchweg an die Collectoren angeschlossen. Damit ergibt sich eine hier ausreichende Stabilisierung des Collector-Gleichstromes: Bei steigendem Collectorstrom sinkt die Collector-Gleichspannung, die aufgrund der Vorwiderstände etwa halb so groß ist wie die Speisespannung. Das wirkt dem Anstieg des Basis-Gleichstromes und deshalb dem Anstieg des Collector-Gleichstromes entgegen.

Die Werte der Widerstände R_6, R_8, R_{14}, R_{16} und R_{20} müssen auf die Werte der Stromverstärkungsfaktoren β für Emitterschaltung der Transistoren $T_2 \ldots T_6$ abgestimmt werden, siehe Schaltteilliste. Die Werte von β sind kenntlich gemacht durch die Farbkennzeichnung der Transistoren:

AC 129	Farbkennzeichnung	gelb	blau
	Stromverstärkung β	40 ... 65	55 ... 135
AF 128	Farbkennzeichnung	gelb	blau
	Stromverstärkung β	25 ... 65	> 55

Regelschaltung

Geregelt wird der erste Zf-Transistor T_2. Die hierzu notwendige Regelleistung stammt aus dem Demodulator.

Zum Regeln des ersten Zf-Transistors ist für ein Regelverhältnis $a = 100$ eine Regelspannung U_R von etwa 280 mV erforderlich:

$$U_R \approx U_T \cdot \ln a + \frac{I_E \cdot \left(1 - \frac{1}{a}\right) \cdot R_5}{\beta} \approx 280\ \text{mV}$$

Hierin sind

$U_T = 25 \cdot 10^{-3}$ V $I_E \approx -I_C = 0{,}5 \cdot 10^{-3}$ A

$a = 100$ $\beta = 30$

Die Regelcharakteristik des Empfängers ist aus **Bild 7** zu ersehen.

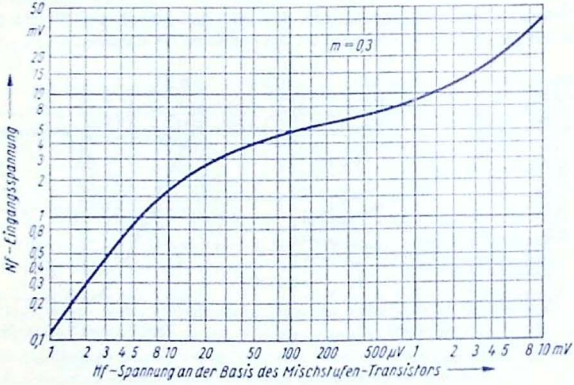


Bild 7

Schaltteilliste zu Bild 2			Transistor-Farbgruppe	
Widerstände			gelb	blau
R_1	Schichtwiderstand	1,5 kΩ		
R_2	Schichtwiderstand	3,9 kΩ		
R_3	Schichtwiderstand	1 kΩ		
R_4	Schichtwiderstand	330 kΩ		
R_5	Schichtwiderstand	1 kΩ		
R_6	Schichtwiderstand		240 kΩ	470 kΩ
R_7	Schichtwiderstand	1 kΩ		
R_8	Schichtwiderstand		10 kΩ	15 kΩ
R_9	Schichtwiderstand	5,1 kΩ		
R_{10}	Schichtwiderstand	5,1 kΩ		
R_{11}	Schichtwiderstand	68 kΩ		
R_{12}	Schichtwiderstand	10 kΩ		
R_{13}	Schicht-Drehwiderstand, positiv logarithmisch		5 kΩ	
R_{14}	Schichtwiderstand		150 kΩ	330 kΩ
R_{15}	Schichtwiderstand	4,3 kΩ		
R_{16}	Schichtwiderstand		150 kΩ	330 kΩ

			Transistor-Farbgruppe gelb	blau
R_{17}	Schichtwiderstand	560 kΩ		
R_{18}	Schichtwiderstand	5,1 kΩ		
R_{19}	Schichtwiderstand	5,1 kΩ		
R_{20}	Schichtwiderstand		18 kΩ	24 kΩ

Kondensatoren

C_1, C_5	Doppel-Drehkondensator $\triangle C$	190 pF und 78 pF
C_2	Trimmer	30 pF
C_3	Keramikkondensator	22 nF
C_4	Keramikkondensator	10 nF
C_6	Trimmer	10 pF
C_7	Keramikkondensator	180 pF
C_8	Keramikkondensator	22 nF
C_9	Keramikkondensator	125 pF
C_{10}	Keramikkondensator	180 pF
C_{11}	Keramikkondensator	22 nF
C_{12}	Keramikkondensator	30 pF
C_{13}	Keramikkondensator	180 pF
C_{14}	Elektrolytkondensator	1 µF
C_{15}	Keramikkondensator	10 nF
C_{16}	Elektrolytkondensator	5 µF
C_{17}	Elektrolytkondensator	1 µF
C_{18}	Elektrolytkondensator	1 µF
C_{19}	Elektrolytkondensator	5 µF
C_{20}	Elektrolytkondensator	1 µF
C_{21}	Elektrolytkondensator	1 µF
C_{22}	Elektrolytkondensator	50 µF

Spulen

Eingangskreisspule	90 Windungen Hf-Litze 10×0,04 Cu LS
Koppelwicklung	6 Windungen Hf-Litze 10×0,04 Cu LS
auf halbiertem Siferrit-Antennenstab B 61 610 M 25/10×115 (Siemens & Halske AG)	
Oszillatorkreisspule	191 Windungen, angezapft bei 4 Windungen 360 ± 30 µH
Collectorwicklung	18 Windungen
Spule für ersten Zf-Kreis	215 Windungen, angezapft bei 99 Windungen, $Q_0 = 70$
Koppelwicklung	10 Windungen
Spule für zweiten Zf-Kreis	215 Windungen, angezapft bei 70 Windungen, $Q_0 = 70$
Koppelwicklung	10 Windungen
Spule für dritten Zf-Kreis	215 Windungen, angezapft bei 70 Windungen, $Q_0 = 70$
Koppelwicklung	32 Windungen

Transistoren, Dioden

T_1 T_2 T_3	Transistoren	AF 128	wahlweise Farbgruppe gelb, blau
T_4 T_5 T_6	Transistoren	AC 129	
D_1	Diode	AA 112	

Tabelle für Nf-Gegentakt-B-Endstufen mit Transistoren

Die folgende Tabelle enthält Vorschläge für das Bemessen von Nf-Verstärkern mit Gegentakt-Endstufe gemäß **Bild 1**. Diese Verstärker (Signal-Eingangswiderstand ≈ 3 kΩ) sind bestückt mit den Transistoren

AC 117 AC 122 AC 122/30 AC 124 AC 131 AC 131/30

Sie sind ausgelegt für einen Lautsprecherwiderstand $R_L = 5\ \Omega$ und eine untere Grenzfrequenz $f_u = 100$ Hz.

In der Tabelle sind berücksichtigt als Werte der

Speisespannung	U_b	6, 9 und 12 V
Sprechleistung für $k = 10\,\%$	P_{out}	0,5; 1,2; 1,8 und 4 W

Maximale Umgebungstemperatur

t_{amb} 60°C für die Sprechleistungen 1,2 und 1,8 W bzw. 45°C für die Sprechleistungen 0,5 und 4 W.

Bild 2 veranschaulicht die Wirkung der hier getroffenen Maßnahmen zum Stabilisieren des Collector-Ruhestromes der Gegentakt-Endstufe.

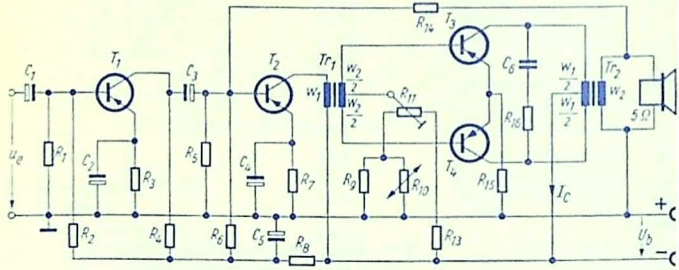
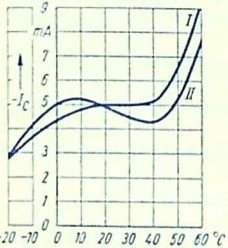


Bild 1



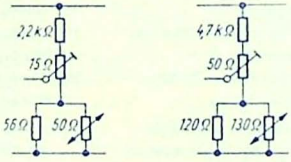


Bild 2

Formelzeichen und Formeln für die Gegentakt-B-Endstufe mit Transistoren

Im folgenden Abschnitt sind einige Formeln zum Berechnen von Gegentakt-B-Verstärkern zusammengestellt. Diese Formeln liegen auch den in der Tabelle angegebenen Werten zugrunde.

P_{out} von der Endstufe an den Ausgangstransformator bei einem Klirrgrad $k = 10\%$ abgegebene Sprechleistung

P_{C+E} bei vorgegebener Umgebungstemperatur höchstzulässige Verlustleistung des einzelnen Transistors

$-U_{CE\,rest}$ Collector-Emitter-Restspannung $\approx$ 0,25 V

$I_{C\,max}$ höchstzulässiger Wert des Collector-Gleichstromes

R_{15} gemeinsamer Emitterwiderstand der Transistoren T_3 und T_4 (Bild 1)

U_b Speisespannung

R_{CC} für den Lastwiderstand zwischen den beiden Collectoren der Gegentakt-Endstufe zu wählender Wert

u_e Eingangsspannung für eine Ausgangsleistung von 50 mW bei 1 kHz

ϑ_{amb} höchstzulässige Umgebungstemperatur mit Rücksicht auf die Stabilisierung gegenüber Temperaturschwankungen

$\ddot{u}$ Übersetzungsverhältnis des Ausgangstransformators

η Wirkungsgrad des Ausgangstransformators

R_L Lautsprecher-Wirkwiderstand (für die Tabelle mit 5 Ω vorausgesetzt)

r_{sek} Drahtwiderstand der Sekundärwicklung des Ausgangstransformators

$$P_{out} = \frac{\pi^2}{2} \cdot P_{C+E} \cdot \left(1 - \frac{|U_{CE\,rest}|}{U_b}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{\pi^2 \cdot R_{15} \cdot P_{C+E}}{{U_b}^2}\right)$$

$$R_{CC} = \frac{(U_b - |U_{CE\,rest}|)^2}{2 \cdot P_{out}} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot P_{out} \cdot R_{15}}{(U_b - |U_{CE\,rest}|)^2}}\right)^2$$

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\eta \cdot \frac{R_{CC}}{R_L}} \qquad \text{worin } \eta = \frac{R_L}{R_L + r_{sek}}$$

Mit den Formeln für η und $\ddot{u}$ kann man das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ des Ausgangstransformators für einen von 5 Ω abweichenden Wert des Lautsprecherwiderstandes ausrechnen.

U_b	V	6	6	6	9	9	9	9	12	12	12	12
p_{out}	W	0,5	1,2	1,8	0,5	1,2	1,8	4	0,5	1,2	1,8	4
u_e	mV	1,1	0,5	0,6	0,2	0,3	0,55	0,65	0,2	0,2	0,2	0,4
t_{amb}	°C	45	60	60	45	60	60	45	45	60	60	45
T_1	AC	122	122	122	122	122	122	122	122	122	122	122
T_2	AC	122	122	122	122	122	122	122	122/30	122/30	122/30	122/30
T_3 T_4	AC	131	117	117	131	117	117	117	131/30	124	124	124
R_1	kΩ	10	8,2	3,9	8,2	8,2	8,2	8,2	27	27	27	27
R_2	kΩ	47	33	15	56	56	56	56	120	120	120	120
R_3	kΩ	3,9	2,4	1,2	3,3	3,3	3,3	2,2	6,8	6,8	6,8	5,6
R_4	kΩ	5,1	4,7	2,2	10	10	10	6,8	15	15	15	15
R_5	kΩ	5,1	2,0	1,5	10	5,6	2,2	1	18	6,8	5,6	2,4
R_6	kΩ	2	5,6	5,6	62	33	12	6,8	47	43	39	11
R_7	Ω	430	200	91	1800	560	270	82	4300	1800	1100	430
R_8	kΩ	2	0,39	0,39	1,2	1,2	1,2	1,2	1,5	1,5	1,5	1,5
R_9	Ω	120	56	56	120	56	56	56	120	120	56	56
R_{10}*)	Ω	130	50	50	130	50	50	50	130	130	50	50
R_{11}	Ω	50	15	15	50	15	15	15	50	50	15	15
R_{13}	kΩ	3,3	1,3	1,3	4,7	2,4	2,4	2,4	6,8	6,8	3	3
R_{14}	kΩ	100	120	62	470	300	180	120	680	560	510	270
R_{15}	Ω	2	0,5	0,5	2	1	1	0,25	2	1	1	0,25

*) NTC-Widerstände (Valvo): 130 Ω: B 8 320 00 P/130 E; 50 Ω: B 8 320 00 P/50 E

U_b	V	6	6	6	9	9	9	9	12	12	12	12
p_{out}	W	0,5	1,2	1,8	0,5	1,2	1,8	4	0,5	1,2	1,8	4
C_1	µF	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
C_2	µF	50	50	50	25	25	25	50	25	25	25	25
C_3	µF	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
C_4	µF	50	50	250	50	100	100	250	50	50	100	250
C_5	µF	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
R_{CC}	Ω	112,5	48	32	286	120	73,5	36,5	540	220	114	66,5
Treibertransformator Tr_1*) **)												
w_1		1800	1120	865	4150	2300	1350	900	3600	3500	2700	1600
d_1	mm CuL	0,08	0,1	0,12	0,05	0,07	0,09	0,12	0,05	0,05	0,06	0,08
w_2	bifilar : 2×	750	550	465	750	550	465	400	750	550	465	400
d_2	mm CuL	0,1	0,11	0,12	0,1	0,11	0,12	0,14	0,1	0,11	0,12	0,14
Ausgangstransformator Tr_2												
Kern	EI	30	42	42	30	42	42	48	30	42	42	48
w_1	bifilar : 2×	155	77	88	236	125	133	94	325	155	186	125
d_1	mm CuL	0,22	0,45	0,4	0,16	0,36	0,35	0,5	0,15	0,32	0,3	0,42
w_2		70	49	75	70	49	75	75	70	49	75	75
d_2	mm CuL	0,45	0,75	0,6	0,45	0,75	0,6	0,7	0,45	0,75	0,6	0,7
η	für Tr_2	0,8	0,92	0,85	0,8	0,92	0,85	0,85	0,8	0,92	0,85	0,85

*) Kerngröße von Tr_1: EI 30 **)Kerne für Tr_1 und Tr_2: Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet.

Transistor-Nf-Verstärker mit umschaltbarer Ausgangsleistung, max. 0,4 W bzw. 1,8 W

Technische Daten

Speisespannung	U_b	9	V
Sprechleistung für 10% Klirrgrad	P_{out}	0,4/1,8	W
Eingangsspannung für 50 mW Sprechleistung	u_e	0,8	mV
Untere Grenzfrequenz für eine um 3 dB geringere Sprechleistung als P_{out}	f_u	90	Hz

Für viele Fälle ist eine Sprechleistung des Empfängers von 0,4 W ausreichend. Wird die maximale Sprechleistung der Endstufe von 1,8 W (Betriebszustand I) durch Umschalten des Ausgangstransformators auf diese 0,4 W (Betriebszustand II) herabgesetzt (größeres Übersetzungsverhältnis), so beträgt der Speisestrom der Gegentakt-Endstufe bei gleicher Speisespannung nur noch 47% des Stromes, der in der auf 1,8 W geschalteten Endstufe fließen würde:

$$\frac{I_{CCII}}{I_{CCI}} \approx \sqrt{\frac{P_{outII}}{P_{outI}}} = \sqrt{\frac{0{,}4\ \text{W}}{1{,}8\ \text{W}}} \approx 0{,}47$$

Beim Umschalten auf 0,4 W wird außerdem der Emitterwiderstand der Treiberstufe erhöht und so der Collectorstrom des Treibertransistors von etwa 4,5 mA auf 2 mA verringert.

Der Außenwiderstand R_{CC} der Gegentakt-B-Endstufe von Collector zu Collector errechnet sich beim Verwenden eines gemeinsamen Emitterwiderstandes ($R_{11} = 1\ \Omega$) für 1,8 W maximale Sprechleistung (Betriebszustand I) zu:

$$R_{CCI} = \frac{(U_b - |U_{CErest}|)^2}{2 \cdot P_{outI}} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot P_{outI} \cdot R_{11}}{(U_b - |U_{CErest}|)^2}}\right)^2 =$$

$$= \frac{(9\ \text{V} - 0{,}4\ \text{V})^2}{2 \cdot 1{,}8\ \text{W}} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 1{,}8\ \text{W} \cdot 1\ \Omega}{(9\ \text{V} - 0{,}4\ \text{V})^2}}\right)^2 \approx 74\ \Omega$$

Darin ist

U_b	Speisespannung	9 V
$\lvert U_{CErest}\rvert$	Collector-Emitter-Restspannung	0,4 V

Entsprechend wird für Betriebszustand II (0,4 W max. Sprechleistung) $R_{CCII} \approx 380\ \Omega$

Bei den rechnerisch aus den Drahtwiderständen der Wicklung ermittelten Wirkungsgraden des Ausgangsübertragers $\eta_I = 0{,}89$ und $\eta_{II} = 0{,}96$ betragen die Übersetzungsverhältnisse für einen Lautsprecherwiderstand $R_L = 5\ \Omega$:

$$\ddot{u}_I = \frac{2 \cdot w_1}{w_2 + w_3} = \sqrt{\eta_I \cdot \frac{R_{CCI}}{R_L}} = \sqrt{0{,}89 \cdot \frac{74\ \Omega}{5\ \Omega}} \approx 3{,}6$$

$$\ddot{u}_{II} = \frac{2 \cdot w_1}{w_2} = \sqrt{\eta_{II} \cdot \frac{R_{CCII}}{R_L}} = \sqrt{0{,}96 \cdot \frac{380\ \Omega}{5\ \Omega}} \approx 8{,}5$$

Die Treiberstufe einschließlich Treibertransformator wurde für $P_{out} = 1{,}8$ W dimensioniert.

Zum gemeinsamen Stabilisieren der Emitter-Gleichströme der Transistoren T_1 und T_2 gegen Einflüsse der Temperaturschwankungen und zum Abschwächen der Einflüsse der Speisespannungs-Änderungen dient die Gleichspannung (ca. 0,8 V), die an einem in Durchlaßrichtung betriebenen Selenventil (D_1 in Bild 1) auftritt. Diese Spannung kann auch noch verwendet werden zum Stabilisieren der Emitter-Gleichströme weiterer Stufen, z. B. eines vorgeschalteten Hf-Teiles.

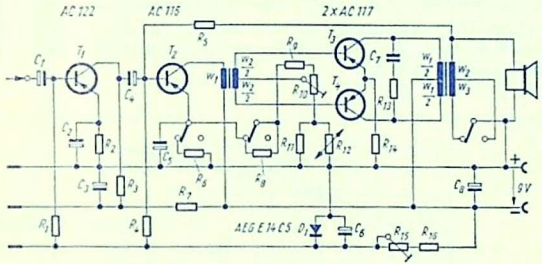


Bild 1

Bild 1 stellt die Schaltung des Nf-Teiles dar. Die gezeichnete Schalterstellung entspricht einer Sprechleistung von 1,8 W.

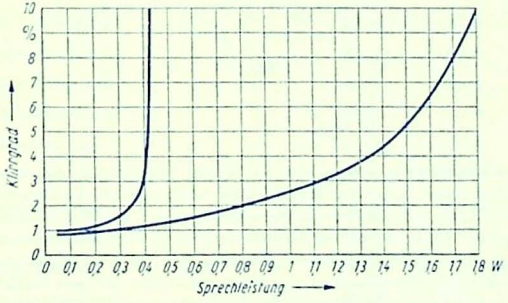


Bild 2

Die Klirrgradkennlinien für die Betriebszustände I und II des Nf-Verstärkers (gemessen bei $f = 1$ kHz) sind in **Bild 2** aufgetragen. Die untere Grenzfrequenz beträgt etwa 90 Hz.

Stabilisieren der Collector-Gleichströme

Stabilisiert werden die Collector-Gleichströme der Transistoren T_1 und T_2 mit Emitte widerstand und konstanter Basisvorspannung. Zum Stabilisieren der Collector-Ruheström der Gegentaktstufe gegen den Einfluß von Schwankungen der Umgebungstemperatu dient wie üblich ein Heißleiter mit parallel geschaltetem Wirkwiderstand.

Um auch den Einfluß von Speisespannungs-Änderungen auf die Emitter-Gleichströme de Transistoren T_1 und T_2 und somit auf deren Verstärkung zu vermindern, werden die Basisspannungen mittels eines Selenventils (AEG E 14 C 5) stabilisiert. Dieses wird über einen Vorwiderstand ($R_{15} + R_{16}$) in Durchlaßrichtung mit etwa 1,2 mA betrieben. Die sich dabei am Ventil einstellende Spannung beträgt rund 0,8 V. Auf Grund der Charakteristik des verwendeten Ventils ändert sich diese Spannung wesentlich weniger als die Speisespannung (**Bild 3**).

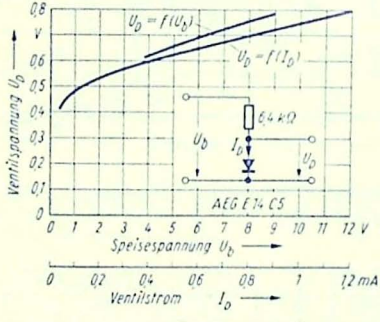


Bild 3

Um Speise-Gleichstrom zu sparen, wird ein Teil der Spannung am Emitterwiderstand des Treibertransistors T_2 zum Erzeugen der Basisvorspannung der Endstufentransistoren ausgenutzt. Zu diesem Zweck ist der Emitterwiderstand des Transistors T_2 als Spannungsteiler ausgeführt. Dieser enthält einen Einstellwiderstand für die Collector-Ruheströme der Endstufentransistoren und die Parallelschaltung aus dem temperaturabhängigen Widerstand R_{12} und dem Wirkwiderstand R_{11}. Beim Umschalten auf den Betriebszustand I (1,8 W) wird der Emitter-Gleichstrom des Treiber-Transistors durch Parallelschalten eines Widerstandes (R_6) erhöht. Infolge der stabilisierten Emitter-Gleichströme bleiben auch die Basis-Emitterspannung der Endstufentransistoren und damit der Collector-Ruhestrom der Gegentaktstufe von dem jeweiligen Speisespannungswert weitgehend unabhängig.

Die **Bilder 4** und **5** veranschaulichen die Ergebnisse der Stabilisierungen.

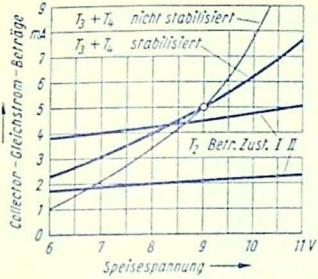


Bild 4

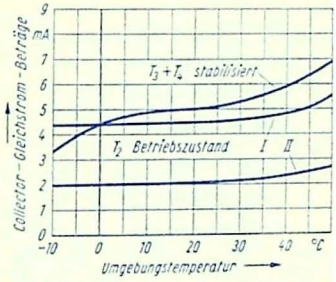


Bild 5

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand		10 kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand		1,8 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand		10 kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand		1,5 kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand		100 kΩ	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand		220 Ω	0,1 W
R_7	Schichtwiderstand		330 Ω	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand		36 Ω	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand		160 Ω	0,1 W
R_{10}	Einstellwiderstand		30 Ω	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand		120 Ω	0,1 W
R_{12}	NTC-Widerstand	bei 25 °C	130 Ω	TK = − 3,8% °C
R_{13}	Schichtwiderstand		200 Ω	0,1 W
R_{14}	Drahtwiderstand		1 Ω	0,1 W
R_{15}	Einstellwiderstand		5 kΩ	0,1 W
R_{16}	Schichtwiderstand		3,3 kΩ	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	5 µF	3 V
C_2	Elektrolytkondensator	100 µF	3 V
C_3	Elektrolytkondensator	50 µF	12/15 V
C_4	Elektrolytkondensator	25 µF	3 V
C_5	Elektrolytkondensator	250 µF	12/15 V
C_6	Elektrolytkondensator	100 µF	3 V
C_7	Papierkondensator	100 nF	125 V
C_8	Elektrolytkondensator	500 µF	12/15 V

Transformatoren

Treibertransformator Kern EI 30 Dynamoblech IV wechselweise geschichtet

w_1 1200 Windungen 0,1 CuL

w_2 2×600 Windungen 0,11 CuL bifilar gewickelt

Ausgangstransformator Kern EI 42 Dynamoblech IV wechselweise geschichtet

w_1 2×125 Windungen 0,35 CuL bifilar gewickelt

w_2 29 Windungen 0,65 CuL

w_3 40 Windungen 0,65 CuL

Transistoren, Dioden

T_1	Transistor	AC 122
T_2	Transistor	AC 116
T_3 T_4	Transistoren	AC 117, paarweise ausgesucht
D_1	Selenventil	AEG E 14 C 5

Vertikal-Ablenkschaltung mit Transistoren für 110°-Fernsehbildröhren

Aufbau und Wirkungsprinzip der Schaltung

Wie **Bild 1** zeigt, umfaßt die Schaltung drei Stufen: eine Steuerstufe, eine Treiberstufe und die Endstufe. Zwischen Steuerstufe und Treiberstufe ist eine Schaltdiode D_2 eingefügt. Über diese Diode wird der Kondensator C_4 aufgeladen. Der beim Entladen des Kondensators C_4 auftretende Spannungsverlauf steuert die Treiberstufe während der Ablenkzeit.

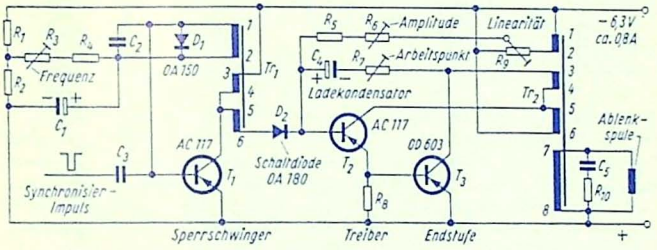


Bild 1

Das Einfügen einer Treiberstufe zwischen Steuerstufe und Endstufe zusammen mit einer Gegenkopplung der Endstufe über die Treiberstufe hinweg ermöglicht es, mit einem Kondensator ausreichend kleiner Kapazität (25 µF) auszukommen und an Speisestrom zu sparen. Der Treibertransistor wirkt so mit dem Endstufentransistor zusammen, als ob ein einziger Transistor mit entsprechend hohem Gleichstromverstärkungsfaktor und entsprechender Basis-Emitter-Steuerspannung vorhanden wäre.

Voraussetzungen und Daten

Die Schaltung wurde für die Fernseh-Bildröhren AW 43-88 und AW 53-88 und zwar für die TELEFUNKEN-Ablenkeinheit AE 60 entwickelt. Es sind als Speisespannung 6,3 V und als Hochspannung der Fernsehbildröhre 16 kV vorausgesetzt. Der Innenwiderstand der Speisestromquelle muß kleiner als 0,1 Ω sein. Bei Entnahme der Speisespannung aus einem Wechselstrom-Netzgerät ist ein Siebkondensator mit wenigstens 5000 µF erforderlich. Die Stromaufnahme beträgt rund 0,8 A. Der zulässige Arbeitstemperaturbereich beträgt 20 °C ... 45 °C.

Die Steuerschaltung

Diese Schaltung (**Bild 2**), die die Treiberstufe steuert, ist im wesentlichen aufgebaut aus dem Sperrschwinger-Transistor T_1, der Schaltdiode D_2 und dem Ladekondensator C_4 mit seinem Vorwiderstand R_7, sowie mit den zusätzlichen Entladewiderständen R_5 und R_6. Der Sperrschwinger würde mit einer Periodendauer von etwas mehr als 20 ms frei schwingen. Er wird durch die auf ihn wirkenden Vertikal-Synchronisier-Impulse, wie üblich, auf der Vertikalfrequenz (50 Hz, also Periodendauer 20 ms) gehalten.

Auf den Sperrschwinger-Transistor wirkt als steuernde Basis-Emitter-Spannung die Summe

aus der an dem Spannungsteiler R_1, R_2 abgegriffenen Vorspannung und der am Kondensator C_1 auftretenden Spannung, die der Vorspannung entgegen wirkt.

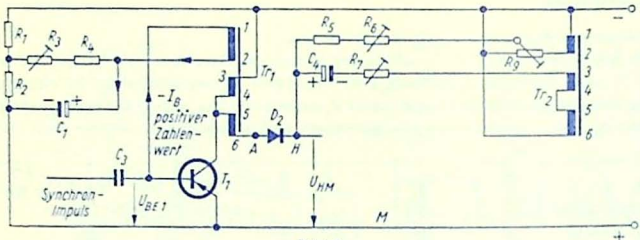


Bild 2

Zum Verstehen der Arbeitsweise der Schaltung nehme man an, der Kondensator C_1 sei so weit aufgeladen, daß durch die hiermit positive Basis-Emitter-Gesamtspannung der Transistor T_1 gesperrt ist. Der Kondensator C_1 entlädt sich über $R_2 + R_3 + R_4$ (wobei mit R_3 die Entlade-Zeitkonstante einstellbar ist). So wird einmal die Basis-Emitter-Spannung erreicht, bei der der Transistor T_1 Strom zu führen beginnt. Der Transistorstrom geht über die Teilwicklung 3-4 des Transformators Tr_1, wobei in dessen Eisen ein Magnetfeld entsteht. Der Magnetfeldanstieg bewirkt in der Teilwicklung 1-2 eine zusätzliche, impulsartig auftretende negative Basis-Emitter-Spannung. Dafür ist D_1 (Bild 1) gesperrt. Der negative Spannungs-Impuls unterstützt als Rückkopplungsspannung den Collectorstrom-Anstieg des Transistors T_1. Der Collectorstrom-Anstieg hört nach kurzer Zeit auf, weil der Transistor wegen des im Collectorstromkreis vorhandenen Widerstandes bei fester Speisespannung ins Sättigungsgebiet ausgesteuert wird. Damit entfällt nun auch der als Zusatzspannung wirkende Spannungs-Impuls, der soeben den Collectorstromanstieg unterstützte.

Während des Anstiegs des Collectorstromes von T_1 wird der Kondensator C_1 durch den Stromimpuls nachgeladen, der sich aus dem in der Wicklung 1-2 des Transformators Tr_1 entstandenen Spannungsimpuls ergibt. Die Aufladung erfolgt im Sinne der an C_1 eingetragenen Vorzeichen (Spannung 2 gegen 1 während des Impulses positiv). Der Auflade-Stromkreis schließt sich dabei über die Basis-Emitter-Strecke von T_1. Nach Fortfall der durch das Anwachsen des Magnetfeldes von Tr_1 bedingten Zusatzspannung bleibt aufgrund der Aufladung von C_1 eine positive Basis-Emitter-Spannung, die den Transistor T_1 von neuem sperrt. Damit beginnt das nächste Spiel.

Der Sperrschwinger ist so bemessen, daß die Öffnungszeit des Transistors, also die Dauer des Collectorstrom-Impulses rund 6% der Ablenkperiode beträgt.

Der Kondensator C_2, der parallel zur Wicklung 1-2 des Transformators Tr_1 liegt (Bild 1), soll Zeilenimpulse, die zum Sperrschwinger gelangen könnten, unwirksam machen. Der Kondensator C_2 könnte zusammen mit der zwischen 1 und 2 wirksamen Transformator-Induktivität im Prinzip zu Schwingungen führen. Die Schwingungen würden durch die während des Collectorstrom-Impulses gespeicherte magnetische Energie beim Impuls-Ende angestoßen. Um statt der die Funktion des Sperrschwingers störenden Schwingungen ein aperiodisches Abklingen zu erreichen, ist die Diode D_1 (Bild 1) eingefügt.

Die Schaltdiode

Während der Transistor T_1 gesperrt ist, liegt der Punkt A (Bild 2) am Minuspol der Speisespannung, was für die Diode D_2 ebenfalls Sperrung bedeutet.

In der Zeitspanne, in der der Transistor T_1 Strom führt, sinkt der Betrag seiner Collectorspannung stark ab. Dabei nimmt der Punkt A gegen den Minuspol der Speisestromquelle eine positive Spannung an. Diese ergibt sich einerseits aus dem nun niedrigen Durchgangswiderstand (Collector-Emitter-Gleichstromwiderstand) des Transistors T_1, anderseits aber vor allem aus dem in der Wicklung 5-6 des Transformators Tr_1 auftretenden Spannungsimpuls (6 positiv gegen 5).

Positive Spannung des Punktes A gegen die Masse (M) bedeutet bei nahezu entladenem Kondensator C_4 auch einen positiven Zahlenwert für die Spannung A gegen H, was der Durchlaßrichtung der Diode D_2 entspricht (siehe Bild 2). Folglich geht jetzt über D_2 ein Strom. Dieser stellt für den Kondensator C_4 einen Ladestrom dar. Die Spannung U_{HM} wird demgemäß positiv und sperrt so den Treibertransistor.

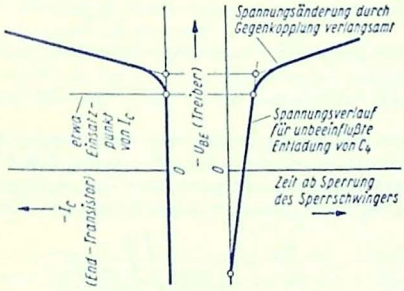


Bild 3

In dem Zeitpunkt, in dem der Collectorstrom des Transistors T_1 zu Null wird, D_2 also sperrt, beginnt die Entladung des Kondensators C_4 über die Widerstände R_5, R_6, R_7, über einen Teil von R_9 und über die Wicklungsteile 3-4 sowie 5-6 des Ausgangstransformators Tr_2. Die Entladung geht zunächst rasch vor sich. Damit sinkt die Spannung des Punktes H gegen den Pluspol der Speisespannung von dem positiven Anfangswert ab, um hierbei den Wert Null zu durchschreiten (**Bild 3**). Sowie die Spannung U_{HM} den Wert erreicht hat, bei dem der Strom im Treiber-Transistor und damit auch im End-Transistor einsetzt, wird der weitere Spannungsanstieg dadurch verlangsamt, daß infolge des ansteigenden Stromes von T_2 und T_3 zwischen den Anschlüssen 3 und 6 des Ausgangstransformators eine Gegenspannung auftritt.

Bemessen des Entladewiderstandes und des Ladekondensators

Der Gesamtwiderstand $R_5 + R_6$ muß so klein sein, daß sich die Spannung am Kondensator C_4 hinreichend zeitlinear ändert:

Über den Gesamtwiderstand $R_5 + R_6$ fließt der Basisstrom des Treibertransistors. Dieser Strom hängt mit dem Collectorstrom des Endstufen-Transistors über das Produkt der Gleichstromverstärkungsfaktoren des Treibertransistors ($B \approx 20$) und des Endstufentransistors ($B \approx 50$) zusammen.

Zu einem Spitzenwert von rund 2 A des Collectorstromes in der Endstufe gehört ein Basisstrom der Treiberstufe von ungefähr 2 A: (20 · 50) = 2 mA. Damit die Stromänderung zeitlinear erfolgt, darf nur etwa ein Drittel der Speisespannung (6,3 V) ausgenutzt werden. Damit wird:

$$(R_5 + R_6)_{max} = \frac{6{,}3\ \text{V}/3}{2\ \text{mA}} \approx 1\ \text{k}\Omega$$

Die Kapazität in Farad ist die Ladungsänderung in A · s für 1 V Spannungsänderung. C_4 wird auf etwa 4,3 V aufgeladen. Er entlädt sich um ungefähr 1 V, wobei der Entladestrom (wegen der 4,3 V) mit rund 4 V : 1 kΩ = 4 mA gegeben ist.
Die Entladedauer wäre 6% geringer als 20 ms, d. h. mit (20 — 1,2) ms = 18,8 ms anzusetzen. Sie wird aber durch eine Gegenkopplung, die bei stromführendem End-Transistor T_3 einsetzt, verlangsamt. Nehmen wir somit 6 ms als echte Entladedauer (unbeeinflußt durch die Gegenkopplung) an, so ergibt sich

$$C_4 \approx \frac{4 \cdot 10^{-3}\ \text{A} \cdot 6 \cdot 10^{-3}\ \text{s}}{1\ \text{V}} = 24 \cdot 10^{-6}\ \frac{\text{A} \cdot \text{s}}{\text{V}} = 24\ \mu\text{F}$$

Nebenbei sei bemerkt, daß diese 24 µF mit dem Entladewiderstand von 1 kΩ eine Entlade-Zeitkonstante von

$$(R_5 + R_6) \cdot C_4 = 1 \cdot 10^3\ \Omega \cdot 24 \cdot 10^{-6}\ \frac{\text{A} \cdot \text{s}}{\text{V}} = 24\ \text{ms}$$

bedeuten.
Die bis zum Zeitpunkt des Collectorstrom-Einsatzes in der Endstufe rasche Entladung des Kondensators C_4 bewirkt eine weitgehende Unabhängigkeit der Lage dieses Zeitpunktes von der Umgebungstemperatur und damit von den Betriebstemperaturen der Transistoren T_2 und T_3. Bild 3 zeigt hierzu den Zusammenhang für eine feste Betriebstemperatur.

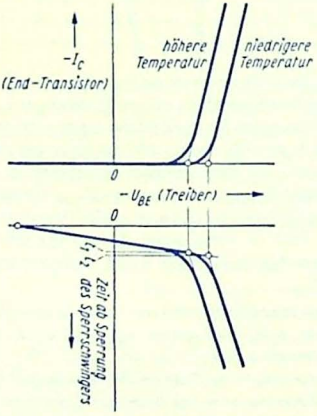


Bild 4

Bei Sperrung des Sperrschwinger-Transistors T_1 ist der Zahlenwert der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} von T_2 positiv (in Bild 3 wurde $-U_{BE}$ aufgetragen!). Mit der rasch

fortschreitenden Entladung von C_4 geht der Zahlenwert von U_{BE} bald durch Null und wird negativ, womit dann etwas später der Endstufen-Collectorstrom einsetzt. Daraus folgt, wie schon bemerkt, in dem Wicklungsteil 3-4 mit 5-6 des Ausgangstransformators Tr_2 eine Gegenspannung, die die weitere Änderung von U_{BE} erheblich verlangsamt. Wegen der zunächst (also vor dem Collectorstrom-Einsatz) raschen Entladung des Kondensators C_4 spielt es keine nennenswerte Rolle, ob der Collectorstrom (bei höherer Temperatur) mit einem kleineren Wert von $-U_{BE}$ oder (bei niedrigerer Temperatur) mit einem größeren Wert von $-U_{BE}$ einsetzt. So gehören in **Bild 4** zu zwei Temperaturen die dicht beieinander liegenden Einsatz-Zeitpunkte t_1 und t_2.

Quer-Induktivität des Ausgangstransformators

Die Transformator-Quer-Induktivität, die man z. B. für Nf-Ausgangstransformatoren für besonders gute Tiefenwiedergabe sehr groß bemißt, hat in der Vertikal-Ablenk-Endstufe des Fernsehempfängers einen solchen Wert, daß der zugehörige Blindstrom (Magnetisierungsstrom) nicht vernachlässigt werden darf, sondern sogar für die Funktion der röhrenbestückten Stufe von wesentlicher Bedeutung ist.

Die Quer-Induktivität eines Transformators ist praktisch dessen Leerlauf-Induktivität. Das bedeutet die Induktivität zu dem induktiven Widerstand, der durch das Verhältnis der Transformator-Klemmenspannung zum Leerlauf-Blindstrom des Transformators dargestellt wird.

Den Kupferwiderstand der Ablenkspulen kann man auf die Primärseite des Ausgangstransformators umrechnen, wodurch der umgerechnete Widerstand der Querinduktivität parallel liegt. Die Induktivität der Vertikal-Ablenkspulen ist gegen den ohmschen Widerstand dieser Spulen für die Betrachtung der Arbeitsweise der Ablenk-Endstufe vernachlässigbar.

Verwendet man in röhrenbestückten Vertikal-Ablenk-Endstufen Ausgangstransformatoren mit verhältnismäßig geringen Quer-Induktivitäten, so spart man auf diese Weise einerseits an Kupfer und Eisen für den Transformator und anderseits an Anodengleichstrom.

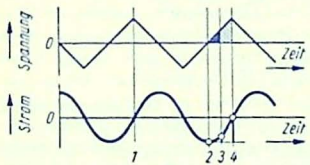


Bild 5

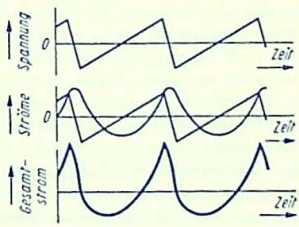


Bild 6

In der hier beschriebenen Transistorschaltung läßt sich diese Ersparnis nicht so weit treiben wie in Röhrenschaltungen. Dennoch arbeitet man auch hier mit Quer-Induktivitäten, die immerhin so gering sind, daß deren Stromaufnahme nicht vernachlässigt werden darf.

Zwischen den Augenblickswerten U_t und I_t der Klemmenspannung an einer Induktivität und dem Strom durch die Induktivität L besteht folgender bekannte Zusammenhang:

$$U_t = L \cdot \frac{\mathrm{d}I_t}{\mathrm{d}t}$$

(hierin fehlt das Minuszeichen, da in diesem Fall die Klemmenspannung und nicht, wie sonst meistens, die induzierte Urspannung gemeint ist.)
Integriert man diese Gleichung und vertauscht außerdem ihre beiden Seiten, so wird hieraus für den Zeitpunkt t_1

$$I_{t1} = \frac{1}{L} \cdot \int_{t=0}^{t=t_1} U_t \cdot \mathrm{d}t$$

Das besagt, daß der Strom, der von einer proportional mit der Zeit (also zeitlinear) sich ändernden Spannung bewirkt wird, einen zeitlich quadratischen Verlauf hat. **Bild 5** veranschaulicht das für einen Dreieck-Spannungsverlauf. Zunächst sei der an den Zeitpunkt 1 anschließende Zeitabschnitt betrachtet: Die Spannung hat in diesem Zeitpunkt ihren höchsten Augenblickswert, wozu ein steiler Stromanstieg gehört. Der Stromanstieg verflacht sich mit abnehmendem Augenblickswert der Spannung und wird Null, wenn der Augenblickswert der Spannung durch Null geht. Für die Zeitspanne zwischen den Zeitpunkten 2 und 4 läßt sich der zeitlich quadratische Stromverlauf für zeitlich linearen Spannungsverlauf noch besser überblicken: Der Augenblickswert des Stromes ändert sich mit der die Voltsekunden veranschaulichenden Fläche. So beträgt die Abweichung des Strom-Augenblickswertes von dem zum Zeitpunkt 2 gehörenden Wert im Zeitpunkt 3 ein Viertel dessen, was sich für den Zeitpunkt 4 ergibt.
Bild 6 betrifft den Fall einer Sägezahnspannung. Oben ist dort der zeitliche Verlauf der Spannung aufgetragen. Darunter sind die zwei von dieser Spannung in einem ohmschen Widerstand und in einer Induktivität bewirkten Ströme dargestellt, während das letzte Bild den Verlauf des aus beiden Einzelströmen gebildeten Summenstromes zeigt. Je geringer der Wert des über die Induktivität fließenden Stromes ist, desto weniger weicht der Verlauf des Gesamtstromes I vom Sägezahnverlauf ab. Die **Bilder 7** und 8 zeigen das. Das Verhältnis L_T/R_S stellt eine Zeitkonstante dar. Wählt man L_T so, daß L_T/R_S gleich der Hälfte der Ablenkzeit wird, so liegt die Anfangstangente der Strom/Zeit-Kurve waagerecht (in Bild 8 für $L_T/R_S = 9{,}4$ ms). Für die hier beschriebene Transistor-Endstufe stellt das den Grenzwert dar. Man arbeitet hiermit so, daß der Collectorstrom während des „Rücklaufes" völlig gesperrt wird, daß also der Endstufen-Transistor zum Beginn der Ablenkzeitspanne keinen Strom führt. Ein kleinerer Wert des Verhältnisses L_T/R_S würde dabei während des ersten Abschnittes der Ablenkzeit einen negativen Collectorstrom erfordern, der aber nicht möglich ist. Aus Sicherheitsgründen wählt man L_T/R_S etwa gleich der Ablenkzeit. Das bedeutet einen Wert von L_T, der doppelt bis dreimal so groß ist wie für Röhrenschaltungen. Will man den Transformator für Transistor-Bestückung nicht dementsprechend größer bemessen, so muß man einen kleineren Wirkungsgrad in Kauf nehmen. Dieser beträgt für den hier verwendeten Transformator etwa 0,7.

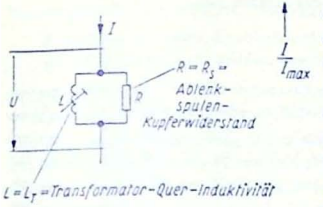


Bild 7

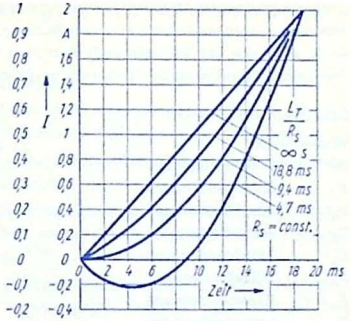


Bild 8

Mitlaufende Entladespannung (Linearität)

Die Geschwindigkeit der Entladung des Kondensators C_4 nimmt während der Ablenkzeit allmählich etwas ab. Damit verflacht sich der Anstieg des Ablenkstromes nach und nach. Um das auszugleichen, greift man mit Hilfe des einstellbaren Spannungsteilers R_9 einen Teil der in der Wicklung 5-6 des Ausgangstransformators auftretenden Spannung ab und gibt diese Spannung in den Entladekreis des Kondensators C_4. Damit läßt sich die Entladegeschwindigkeit während der Ablenkzeit wachsend erhöhen (**Bild 9**)

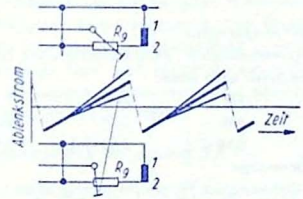


Bild 9

Inbetriebnahme

Vor dem ersten Einschalten stelle man R_6 auf maximalen Wert, R_7 auf minimalen Wert und R_9 auf minimale abgegriffene Spannung ein (Einstellung auf „kaltes Ende"). Nach dem Einschalten erhöhe man unter Beobachtung des Ablenkstrom-Oszillogramms den Wert von R_7 vorsichtig so weit, daß die Abkappung des Ablenkstromes zu Beginn der Ablenkung eben verschwindet. Dann stelle man die Folgefrequenz des Sperrschwingers an R_3 auf etwas weniger als 50 Hz ein (gegebenenfalls R_1 auswechseln) und gleiche schließlich an R_6 die Amplitude sowie an R_9 die Linearität ab.

Temperaturgang des Ladekondensators C_4

Mit wachsender Temperatur steigen Leckstrom und Kapazität von Elektrolytkondensatoren an. Die Ablenk-Amplitude wird mit höherem Leckstrom und mit kleinerer Kapazität

größer. Somit wirken steigender Leckstrom und zunehmende Kapazität einander entgegen, was eine ausreichende Temperaturunabhängigkeit in dem Bereich zwischen 20 °C und 45 °C zur Folge hat. Bei tieferen Temperaturen überwiegt die Temperaturabhängigkeit der Kapazität, bei höheren Temperaturen die des Leckstromes.

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	100 Ω	0,1 W
R_3	Einstellwiderstand	500 Ω	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	100 Ω	0,1 W
R_6	Einstellwiderstand	5 kΩ	0,4 W
R_7	Einstellwiderstand	200 Ω	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand	100 Ω	0,1 W
R_9	Einstellwiderstand	1 kΩ	0,4 W
R_{10}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator (glatte Elektroden)	2 µF	12/15 V=
C_2	Papierkondensator	0,5 µF	125 V=
C_3	Papierkondensator		
C_4	Elektrolytkondensator (glatte Elektroden)	25 µF	12/15 V=
C_5	Papierkondensator	50 µF	250 V=

Transformatoren

Tr_1 Sperrschwinger-Transformator

Kern E I 30/10 Dynamoblech IV, gleichschichtig, ohne Luftspalt

Wicklungen von innen nach außen

Wicklungsteil	1-2	3-4	5-6
Windungen	300	180	60
Draht	0,18 CuL	0,18 CuL	0,45 CuL

Tr_2 Ausgangstransformator

Kern E I 78/26 Dynamoblech IV, gleichschichtig, ohne Luftspalt

Wicklungen von innen nach außen

Wicklungsteil	1-2	3-4	5-6	7-8
Windungen	300	25	115	500
Draht	0,12 CuL	0,8 CuL	0,8 CuL	0,5 CuL

Dioden

D_1	Germaniumdiode	OA 150
D_2	Germaniumdiode	OA 180

Transistoren

T_1	Transistor	AC 117
T_2	Transistor	AC 117
T_3	Transistor	OD 603

Magnettonverstärker und Löschgenerator mit Transistoren

Überblick über die Schaltung

Die im folgenden beschriebene Schaltung ermöglicht

Aufnahme aus einem Rundfunkgerät bzw. mit einem Mikrophon
Wiedergabe über ein Rundfunkgerät bzw. über den eingebauten Lautsprecher

Aufgenommen wird mit Hf-Vormagnetisierung und unmittelbar vorangehendem Löschen einer gegebenenfalls vorhandenen Aufzeichnung.

Der Bemessung der Schaltung, die in **Bild 1** dargestellt ist, liegen ein Kombinationskopf mit einer Induktivität von 30 mH und einer Spaltbreite von 5 µm sowie ein Löschkopf mit einer Induktivität von 2 mH zugrunde.

Zum Aufsprechen und zur Wiedergabe dient derselbe vierstufige Verstärker. Die Emitter-Ruheströme der Transistoren $T_1 \dots T_4$ werden gegen Exemplarstreuungen und Temperatureinflüsse mit Hilfe von Basis-Spannungsteilern und Emitterwiderständen stabilisiert. Der Frequenzgang ist durch eine zwischen Aufnahme und Wiedergabe umschaltbare Gegenkopplung korrigiert.

Die Transistoren $T_5 \dots T_6$ arbeiten bei „Aufnahme" in einem 100 kHz-Generator, der den Löschkopf speist und die Hf-Vormagnetisierung des Aufnahmekopfes bewirkt. Bei Umschaltung auf Wiedergabe betreiben dieselben beiden Transistoren den eingebauten Lautsprecher in einer Gegentakt-Endstufe.

Eingangsstufe

Diese in Emitterschaltung betriebene Stufe hat einen im Arbeitsfrequenzbereich nur wenig von der Frequenz abhängigen Verstärkungsgrad. Zum Erreichen einer hohen oberen Grenzfrequenz muß die Transistor-Eingangs-Impedanz auch bei der höchsten Frequenz des Arbeitsfrequenzbereiches noch groß gegen den induktiven Widerstand des Kopfes sein. Die Induktivität des Kombinationskopfes beträgt 30 mH. Dazu gehört bei 10 kHz ein induktiver Widerstand von $\omega \cdot L \approx 1900\,\Omega$.

Die Transistor-Eingangs-Impedanz ist gegeben mit $\frac{1}{y_{ie}}$ wobei

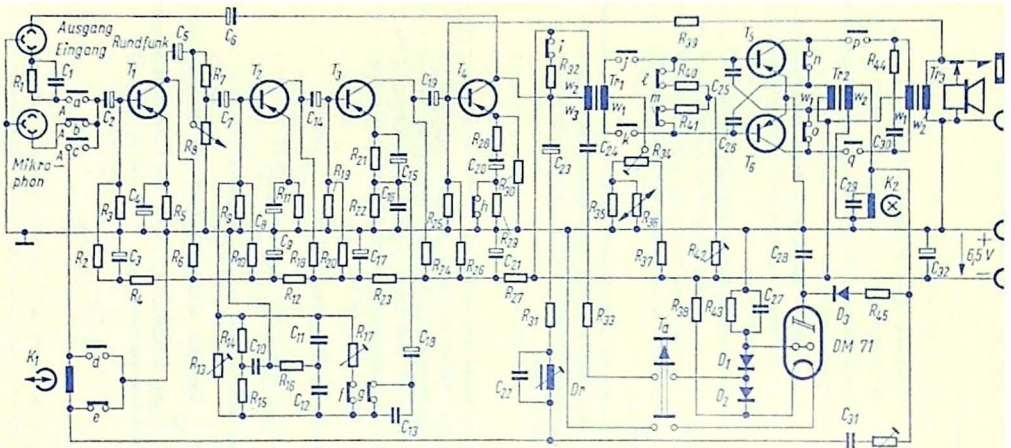
$$y_{ie} = g_{ie} + j \cdot b_{ie} = g_{ie} + j \cdot \omega \cdot c_{ie}$$

Den Kehrwert von g_{ie} bezeichnet man als Eingangswiderstand.

Der Eingangswiderstand $\frac{1}{g_{ie}}$ läßt sich ausdrücken durch die Temperaturspannung $U_T \approx 26$ mV, durch den Emitter-Ruhestrom I_E, durch den Stromverstärkungsfaktor $\beta = h_{fe}$ und durch den Basis-Bahnwiderstand r_{Bb}

$$\frac{1}{g_{ie}} = \frac{U_T}{I_E} \cdot \beta + r_{Bb}$$

Die Eingangskapazität c_{ie} ist durch die emitterstromabhängige Basis-Emitter-Kapazität c_{BE} durch die Collector-Basis-Kapazität c_{CB} und durch die Spannungsverstärkung V



Kontakte	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o	p	q
Aufnahme Rundfunk	•			•		•	•	•	•			•	•	•	•		
Aufnahme Mikrophon		•		•		•	•	•	•			•	•	•	•		
Wiedergabe über Rundfunkgerät			•		•				•								
Wiedergabe mit eingebautem Lautsprecher			•		•			•		•	•					•	•

Schalterstellung im Schaltplan für Aufnahme mit Mikrophon gezeichnet

Bild 1

gegeben. Für V gilt mit dem Außenwiderstand R_a im Collectorkreis, dem Emitter-Ruhestrom I_E und der Temperaturspannung U_T die Näherungsformel:

$$V \sim \frac{R_a \cdot I_E}{U_T}$$

Die Eingangskapazität folgt demnach aus:

$$c_{ie} \approx c_{BE} + \frac{R_a \cdot I_E}{U_T} \cdot c_{CB}$$

Hohe Eingangs-Impedanz bedeutet einen großen Wert von $\frac{1}{\varrho_{ie}}$ und kleinen Wert von c_{ie}

Beides kann mit einem niedrigen Wert des Emitter-Ruhestromes erreicht werden. Da sich ein kleiner Emitter-Ruhestrom schlecht stabilisieren läßt, wurde für den AC 150 als Kompromiß $I_E = 220\ \mu A$ gewählt. Für diesen Wert von I_E läßt sich auch eine kleine Rauschzahl erreichen.

Gegenkopplung

Gegengekoppelt wird gemäß **Bild 2** vom Emitter des Transistors T_3 auf die Basis des Transistors T_2. Zwischen den Transistoren T_1 und T_2 stellt man die Verstärkung ein. Die Gegenkopplung muß von dieser Einstellung möglichst unbeeinflußt bleiben. Dies wird

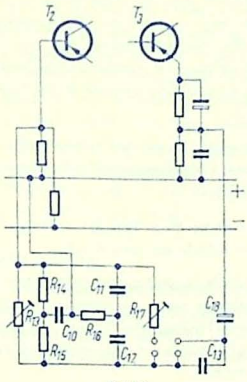


Bild 2

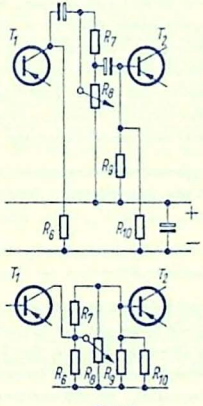


Bild 3

durch eine den Einstellwiderstand ergänzende Widerstandsschaltung erreicht. In Bild 3 unten sind die in Bild 3 oben gemäß Bild 1 eingetragenen Kondensatoren durch unmittelbare Verbindungen ersetzt, soweit sie für das Signal im Vergleich zu den ohmschen Widerständen hohe kapazitive Leitwerte haben.

Der zwischen der Basis des Transistors T_2 und dem Pluspol der Speisespannung wirksame Gesamtwiderstand **(Bild 3)** schwankt beim Verstellen des Drehwiderstandes R_8 nur zwischen 3,1 und 3,7 kΩ.

Der für Wiedergabe erforderliche $1/\omega$-Frequenzgang wird mit Hilfe des für Aufnahme überbrückten Kondensators C_{13} erreicht, dessen kapazitiver Widerstand für tiefe Frequenzen sehr hoch ist. Bei mittleren Frequenzen (um 3 kHz) verliert der Kondensator C_{13} an Einfluß, wodurch sich über die Reihenschaltung der Widerstände R_{14} und R_{15} eine kräftige Gegenkopplung ergibt. Für Frequenzen über etwa 3 kHz bewirkt das aus C_{11}, C_{12} und R_{16} einerseits sowie aus R_{14}, R_{15} und C_{10} anderseits aufgebaute Doppel-T-Glied eine mit der Frequenz wachsende Schwächung der Gegenkopplung, also eine Anhebung der Verstärkung im Bereich der hohen Frequenzen. Die Sperrfrequenz dieses Doppel-T-Gliedes liegt bei 21 kHz. Der Grad der Höhenanhebung ist am Widerstand R_{13} einstellbar. Er hängt im übrigen von der Kapazität des Kondensators C_{16} ab.

Das für Aufnahme notwendige Anheben im Bereich der hohen Frequenzen kann am Widerstand R_{17}, der nur für Aufnahme in Funktion tritt, eingestellt werden. Bei der Aufnahme liegen R_{13} und R_{17} einander parallel.

Wiedergabe

Für Wiedergabe über den Nf-Teil eines Rundfunkgerätes (oder über einen anderen Nf-Verstärker) ist die Gegenkopplung des Transistors T_1 durch den hierbei in die Emitterleitung eingeschalteten Widerstand R_{29} erhöht, was die Übersteuerungsgefahr und auch den Klirrgrad vermindert. Außerdem liegt parallel zur Eingangswicklung des hierbei unbelasteten Treibertransformators Tr_1 der Widerstand R_{32} mit 2 kΩ, womit der Außenwiderstand für den Transistor T_1 weitgehend frequenzunabhängig wird. Am Schicht-Drehwiderstand R_8 wird auf höchste Verstärkung eingestellt. Die Lautstärke-Einstellung nimmt man am Nf-Verstärker vor.

Für Wiedergabe mit dem eingebauten Lautsprecher stellen die in der Gegentakt-B-Stufe arbeitenden zwei Transistoren T_5 und T_6 eine Ausgangsleistung von 750 mW zur Verfügung.

Mit Hilfe des Einstellwiderstandes R_{31} bringt man bei einer Speisespannung von 6,5 V den gesamten Collector-Ruhestrom der Gegentakt-B-Stufe auf etwa 6 mA.

Zum Verringern des Klirrgrades dient hierbei die Gegenkopplung über den Widerstand R_{39}. Das RC-Glied parallel zur Eingangswicklung des Ausgangsübertragers Tr_3 kompensiert den Überlappungsfehler der Endstufen-Transistoren T_5 und T_6. Dieser Fehler träte sonst infolge der induktiven Belastung der Endstufe auf und würde sich insbesondere bei hohen Frequenzen störend bemerkbar machen.

Aufnahme

Das mit den Transistoren T_1 ... T_4 verstärkte Eingangssignal kommt über den Kondensator C_{23}, den Widerstand R_{31} und den 100 kHz-Sperrkreis C_{22}, Dr an den Kombinationskopf. Der Widerstand R_{31} stellt einen hohen Vorwiderstand für den Kopf dar, womit

angenähert Strom-Aussteuerung des Kopfes erreicht wird. Durch den auch hier der Eingangswicklung des Treibertransformators parallel geschalteten Widerstand wird für den Transistor T_4 eine ausreichende Frequenzunabhängigkeit des Außenwiderstandes erreicht und damit auch die untere Grenzfrequenz dieser Stufe weiter herabgesetzt.

Löschgenerator

Als Löschkopf-Induktivität sind hier 2 mH vorausgesetzt. Dazu gehört für die Löschfrequenz von 100 kHz gemäß Bild 1 eine Kapazität des Kondensators C_{29} von 1,2 nF. Zum Einstellen der Löschkopf-Spannung auf 40 V dient R_{42}

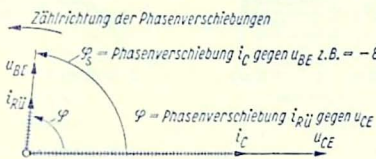


Bild 4

Die Rückkopplungskondensatoren C_{25} und C_{26} sind mit je 8 nF so bemessen, daß die sich infolge des bei 10 kHz geltenden Phasenwinkels der Steilheit φ_S von fast −90° der Transistoren T_5 und T_6 ergebende Phasenverschiebung des Collector-Wechselstromes i_C gegen die steuernde Basis-Emitter-Spannung u_{BE} kompensiert wird. Bild 4 veranschaulicht das. Die Collector-Emitter-Spannung u_{CE} ist bei dem für Resonanz reellen Außenwiderstand mit dem Collector-Wechselstrom i_C in Phase. Durch Abgriff der beiden Rückkopplungszweige an den Collectoren der Transistoren T_5 und T_6 erhält man eine mit dem Strom i_C phasengleiche Spannung. Diese eilt der Spannung u_{BE} um fast 90° nach. Mit Hilfe der Kondensatoren C_{25} und C_{26} wird die Phase des Stromes $i_{R\ddot{u}}$ im Rückkopplungszweig um den Phasenwinkel φ so gedreht, daß sich am Eingang des Transistors die richtige Phasenlage der an der Reihenschaltung von R_{40} bzw. R_{41} mit R_{42} auftretenden Steuerspannung u_{BE} ergibt.

Hf-Vormagnetisierung

Der Wert des dem Hf-Generator über den Transformator Tr_2 entnommenen Vormagnetisierungsstromes wird so eingestellt, daß an einem in die Masseverbindung des Kombinationskopfes gelegten 1 Ω-Widerstand bei einer Speisespannung von 6,5 V ein Effektivwert der 100 kHz-Spannung von 2,3 mV auftritt.

Aussteuerungsanzeige

Hierzu wird die Abstimmanzeigeröhre DM 71 verwendet (Bild 1). Sie ist aus der Speisestromquelle über einen Vorwiderstand R_{38} von 200 Ω geheizt. Das Gitter liegt über die Dioden D_1 und D_2 am negativen Heizfaden-Ende. Den Anodenstrom der DM 71 liefert der Löschgenerator über den Widerstand R_{45} und die Diode D_3. Die Anzeigespannung, die in

der Wicklung w_3 des Transformators Tr_1 entsteht, wird über die Diode D_1, die durch C_{27} und R_{43} zu einer Gleichrichterschaltung ergänzt ist, an das Steuergitter der Röhre DM 71 gelegt. Die Entladezeitkonstante der Kombination C_{27}, R_{43} beträgt $100 \cdot 10^{-9}$ F $\cdot 5 \cdot 10^{6}\,\Omega$ = 0,5 s und ist damit groß gegen die Periodendauer der unteren Grenzfrequenz des Auf-

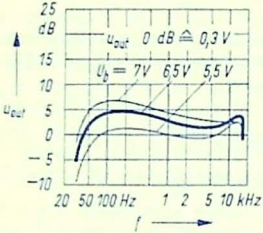


Bild 5

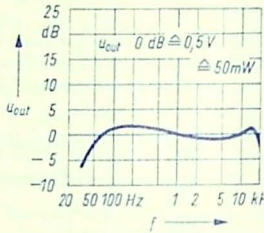


Bild 6

sprechverstärkers. Der Aussteuerungsanzeiger wird nur kurzzeitig eingeschaltet und zwar durch Drücken der Taste T_a. Das geschieht mit Rücksicht auf seinen Heizstromverbrauch und die mit der Diodenschaltung des Aussteuerungsanzeigers gegebene zusätzliche Belastung des Aufsprechverstärkers, dessen Klirrgrad damit von 1,5 % auf 3 % steigt.

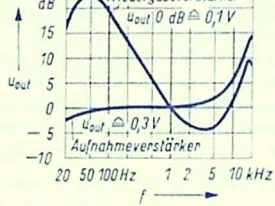


Bild 7

Meßwerte

Klirrgrad des Verstärkers einschließlich Gegentakt-Endstufe bei Bezugspegel 0 dB	4 %
Spannungs-Störabstand bei Bezugspegel	50 dB
Überalles-Frequenzgang des Verstärkers einschließlich Tonband, am Rundfunkausgang gemessen	**Bild 5**
Überalles-Frequenzgang des Gesamtverstärkers einschließlich Tonband mit Belastung der Gegentakt-Endstufe durch 5 Ω	**Bild 6**
Frequenzgänge des Aufsprech- und Wiedergabeverstärkers	**Bild 7**

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	60 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	3,9 kΩ	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_7	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_8	Schicht-Drehwiderstand, positiv logarithmisch	10 kΩ	
R_9	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,1 W
R_{12}	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
R_{13}	Einstellwiderstand, linear	50 kΩ	
R_{14}	Schichtwiderstand	300 Ω	0,1 W
R_{15}	Schichtwiderstand	300 Ω	0,1 W
R_{16}	Schichtwiderstand	150 Ω	0,1 W
R_{17}	Einstellwiderstand, linear	3 kΩ	
R_{18}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_{19}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_{20}	Schichtwiderstand	47 kΩ	0,1 W
R_{21}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,1 W
R_{22}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,1 W
R_{23}	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
R_{24}	Schichtwiderstand	6,8 kΩ	0,1 W
R_{25}	Schichtwiderstand	2,2 kΩ	0,1 W
R_{26}	Schichtwiderstand	8 kΩ	0,1 W
R_{27}	Schichtwiderstand	300 Ω	0,1 W
R_{28}	Schichtwiderstand	30 Ω	0,1 W
R_{29}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,1 W
R_{30}	Schichtwiderstand	400 Ω	0,1 W
R_{31}	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,1 W
R_{32}	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,1 W
R_{33}	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,1 W
R_{34}	Einstellwiderstand, linear	25 Ω	
R_{35}	Schichtwiderstand	50 Ω	0,1 W
R_{36}	Heißleiter	50 Ω	bei 25 °C
R_{37}	Schichtwiderstand	1,2 kΩ	0,1 W

R_{38}	Schichtwiderstand	200 Ω	0,25 W
R_{39}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,1 W
R_{40}	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,1 W
R_{41}	Schichtwiderstand	2 kΩ	0.1 W
R_{42}	Einstellwiderstand, linear	5 kΩ	
R_{43}	Schichtwiderstand	5 MΩ	0,1 W
R_{44}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,1 W
R_{45}	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,1 W
R_{46}	Einstellwiderstand, linear	20 kΩ	

Kondensatoren

C_1	Styroflexkondensator	80 pF	125 V =
C_2	Elektrolytkondensator	10 µF	6/8 V =
C_3	Elektrolytkondensator	50 µF	6/8 V =
C_4	Elektrolytkondensator	100 µF	3/4 V =
C_5	Elektrolytkondensator	10 µF	6/8 V =
C_6	Elektrolytkondensator	10 µF	6/8 V =
C_7	Elektrolytkondensator	10 µF	3/4 V =
C_8	Elektrolytkondensator	100 µF	3/4 V =
C_9	Elektrolytkondensator	50 µF	6/8 V =
C_{10}	Papierkondensator	50 nF	125 V =
C_{11}	Papierkondensator	25 nF	125 V =
C_{12}	Papierkondensator	25 nF	125 V =
C_{13}	Papierkondensator	0,1 µF	125 V =
C_{14}	Elektrolytkondensator	10 µF	3/4 V =
C_{15}	Elektrolytkondensator	50 µF	3/4 V =
C_{16}	Papierkondensator	0,25 µF	125 V =
C_{17}	Elektrolytkondensator	50 µF	6/8 V =
C_{18}	Elektrolytkondensator	10 µF	3/4 V =
C_{19}	Elektrolytkondensator	10 µF	3/4 V =
C_{20}	Elektrolytkondensator	250 µF	3/4 V =
C_{21}	Elektrolytkondensator	50 µF	6/8 V =
C_{22}	Styroflexkondensator	250 pF	125 V =
C_{23}	Elektrolytkondensator	5 µF	6/8 V =
C_{24}	Papierkondensator	1 µF	125 V =
C_{25}	Papierkondensator	8 nF	125 V =
C_{26}	Papierkondensator	8 nF	125 V =
C_{27}	Papierkondensator	0,1 µF	125 V =
C_{28}	Papierkondensator	5 nF	125 V =

C_{29}	Styroflexkondensator	1,2 nF	125 V =
C_{30}	Papierkondensator	0,1 µF	125 V =
C_{31}	Papierkondensator	300 pF	125 V =
C_{32}	Elektrolytkondensator	1000 µF	12/15 V =

Transformatoren, Drossel

Tr_1 Treiber-Transformator; Kern EI 42, Permenorm 3601 k, wechselseitig geschichtet, mit

w_1	2 × 300 Windungen, bifilar	0,22 CuL
w_2	1800 Windungen	0,1 CuL
w_3	1800 Windungen	0,06 CuL

Tr_2 Löschkopf-Transformator; Siferrit-Schalenkern 1100 N 22
Kernbezeichnung der Firma Siemens & Halske AG
23 × 17 ohne Luftspalt

w_1	2 × 13 Windungen, bifilar	0,45 CuL
w_2	130 Windungen	0,2 CuL

Tr_3 Lautsprecher-Transformator; Kern EI 48, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet

w_1	2 × 180 Windungen, bifilar	für 5 Ω-Laut-	0,37 CuL
w_2	90 Windungen	sprecher-Triebspule	0,6 CuL

Dr Sperrkreis-Drosselspule; Siferrit-Schalenkern 1100 N 22 14×8 $A_L = 160$
Kernbezeichnung der Firma Siemens & Halske AG

w	250 Windungen	0,13 CuL

Köpfe

K_1	Kombinationskopf	30 mH	Spalt	5 µm
K_2	Löschkopf	2 mH	Güte	$Q = 3$

Transistoren und Dioden

T_1	Transistor	AC 150
T_2	Transistor	AC 122
T_3	Transistor	AC 122
T_4	Transistor	AC 122
T_5	Transistor (paarweise ausgesucht)	AC 117
T_6	Transistor (paarweise ausgesucht)	AC 117
D_1	Germanium-Diode	OA 150
D_2	Germanium-Diode	OA 150
D_3	Germanium-Diode	OA 161

Röhre DM 71

Gesichtspunkte für den Entwurf von Gleichspannungswandlern

Begriffserklärung

Ein Gleichspannungswandler ermöglicht es, aus einer Gleichstromquelle mit gegebener (meistens niedriger) Klemmenspannung eine Gleichleistung bei einer anderen Spannung zu entnehmen. Dazu wird die aus der Gleichstromquelle stammende Leistung in eine Wechselleistung umgesetzt, als solche mittels eines Transformators auf die geeignete Spannung gebracht und über eine Gleichrichterschaltung als Gleichleistung an den Verbraucher weitergegeben.

Wahl der Arbeitsfrequenz

Eine hohe Arbeitsfrequenz ist günstig, weil dafür die Kapazität des Ladekondensators und der Aufwand für die Beruhigung der abgegebenen Gleichspannung gering sein können.

Frequenzen von mehreren Kilohertz erfordern Transformatorkerne aus Ferrit. Die Kosten für solche Kerne sind im allgemeinen nur tragbar, wenn die Gleichspannungswandler-Leistung niedrig ist und deshalb nur ein kleiner Kern erforderlich ist. Man wählt für Gleichspannungswandler kleiner Leistung Arbeitsfrequenzen zwischen etwa 3 kHz und 20 kHz.

Außerdem empfiehlt es sich, bei Gleichspannungswandlern, die für Rundfunk-Empfänger verwendet werden, keine sehr hohe Arbeitsfrequenz zu wählen, weil im Gleichspannungswandler auftretende Oberwellen in den Zf-Bereich fallen könnten.

Für Gleichspannungswandler höherer Leistung wählt man mit Rücksicht auf die Gestehungskosten aus Blechen geschichtete Transformatorkerne oder Schnittbandkerne. Wegen der in solchen Kernen nicht unerheblichen Wirbelstromverluste wählt man die Arbeitsfrequenz zwischen 200 Hz und 800 Hz.

Übersicht über die Möglichkeiten

Tabelle 1 zeigt eine Übersicht über gebräuchliche Schaltungsarten von Gleichspannungswandlern mit Transistoren. Dabei sind in den ersten Spalten die Kennzeichen der einzelnen Schaltungsarten und in den letzten drei Spalten die wesentlichen Eigenschaften aufgeführt.

Tabelle 2 gibt an, welche Schaltung in Frage kommt, wenn bestimmte Forderungen an den Gleichspannungswandler hinsichtlich Ausgangsleistung und Ausgangsspannung gestellt werden. Dabei hat man zu beachten, daß die Grenzen fließend sind. Aus diesem Grunde enthält die Tabelle keine Zahlenangaben.

Zeitlicher Verlauf der Collectorspannung

Bei den Schaltungsarten ①, ③, ④, ⑤, ⑦, ⑧, ⑨ und ⑪ zeigen die Oszillogramme der Collectorspannungen während der Stromflußzeiten zeitlich einen etwa mäanderförmigen

Verlauf: Während der gesamten Stromflußzeiten tritt am Transistor nur die Collector-Emitter-Restspannung auf.

Die Dauer der einzelnen Abflachung beträgt üblicherweise

- bei Eintakt-Wandlern ungefähr 30 ... 70 % der Dauer einer Periode mit Bevorzugung von 40 ... 50 % und
- bei Gegentakt-Wandlern etwa 40 ... 50 % der Dauer einer Periode.

Mit Sinusverlauf rechnet man, wenn die Dauer der Einzelabflachung 15 % der Periodendauer nicht übersteigt.

Um ausgeprägten Mäanderverlauf handelt es sich, wenn die Dauer der Abflachung größer ist als 25 % der Periodendauer. Der Mäanderverlauf ist im allgemeinen wegen des größeren Wirkungsgrades günstiger als der Sinusverlauf.

Die Grenze zwischen Sinusverlauf und Mäanderverlauf ist verwaschen.

Nur Gleichspannungswandler für sehr kleine Leistungen kann man (wie Röhren-Generatoren) vorteilhaft auch mit Parallelresonanzkreis so betreiben, daß die Dauer der Abflachung klein gegen die Periodendauer wird.

Statt mit dem Verhältnis der Abflachungsdauer T_i zur Periodendauer T rechnet man häufig mit dem Stromflußwinkel Θ. Dieser ist dem Verhältnis $T_i : T$ (siehe die Bilder 1...3) proportional, da der Strom während der Abflachungsdauer T_i fließt. Der Stromflußwinkel ist mit 360° für die Periode so definiert:

$$\Theta = 180° \cdot \frac{T_i}{T}$$

Ein kleiner Stromflußwinkel bedeutet einen großen Wert für den Collector-Spitzenstrom des Transistors (C-Betrieb). Für den Collector-Spitzenstrom des Transistors gilt entsprechend den „Technischen Daten" ein höchstzulässiger Wert. Deshalb sinkt die im Wandler umsetzbare Leistung mit abnehmendem Stromflußwinkel. Sie ist dem Stromflußwinkel etwa proportional.

Bei kleinem Stromflußwinkel kann man mit einem im Parallelresonanzkreis verwendeten Transformator gegebener Größe mit Rücksicht auf den Wirkungsgrad nur eine geringere Leistung umsetzen als bei großem Stromflußwinkel. Die Güte des mit der Querinduktivität des Transformators arbeitenden Parallelresonanzkreises muß um so höher sein, je kleiner der Stromflußwinkel ist. Deshalb kommen bei Sinusverlauf der Collectorspannung für den Transformator nur ein Ferritkern (mit Luftspalt) und für den Schwingkreis-Kondensator nur ein verlustarmes Dielektrikum in Betracht. Demgegenüber genügen bei Mäanderverlauf der Collectorspannung — vor allem für höhere Leistungen — Schnittbandkerne oder sogar aus Blechen geschichtete Kerne.

Bei Sinusverlauf ist der Scheitelwert der Primär-Wechselspannung des Transformators stets etwa gleich dem Wert der Speisespannung. Somit hängt dabei der Wert der Aus-

Tabelle 1

Gebräuchliche Schaltungsarten von Gleichspannungswandlern mit Transistoren

	Schaltungsart	Oszillator	Collector-wechsel spannung	Schaltungsart des Gleichrichters	Ausgangs-leistung	Ausgangs-widerstand	Aufwand
①	Eintakt-Stromflußwandler	Eintakt	mäanderförmig	Gleichrichtung in der Stromflußphase	klein bis mittel	niedrig	klein
②	Eintakt-Stromflußwandler mit Parallelresonanzkreis	Eintakt	sinusförmig	Gleichrichtung in der Stromflußphase	sehr klein	niedrig	klein
③	Eintakt-Sperrwandler	Eintakt	mäanderförmig	Gleichrichtung in der Sperrphase	klein bis mittel	hoch	sehr klein
④	Eintakt-Sperrwandler mit Stabilisator	Eintakt	mäanderförmig	Gleichrichtung in der Sperrphase	klein	sehr niedrig	groß
⑤	Eintakt-Summierwandler	Eintakt	mäanderförmig	Gleichrichtung in Zweiweg-, Villard-, Greinacher-(Delon-) Schaltung	klein bis mittel	hoch	klein

⑥	Eintakt-Summierwandler mit Parallelresonanzkreis	Eintakt	sinusförmig	Gleichrichtung in Zweiweg-, Villard-, Greinacher-(Delon-) Schaltung	sehr klein	niedrig	klein
⑦	Eintakt-Summierwandler mit Stabilisator	Eintakt	mäanderförmig	Gleichrichtung in Zweiweg-, Villard-, Greinacher-(Delon-) Schaltung	klein bis mittel	sehr niedrig	groß
⑧	Gegentaktwandler	Gegentakt	mäanderförmig	Zweiweggleichrichtung	mittel bis groß	sehr niedrig	mittel
⑨	Gegentaktwandler	Gegentakt	mäanderförmig	Gleichrichtung in Villard- oder Greinacher-(Delon-) Schaltung	beliebig	niedrig	mittel
⑩	Gegentaktwandler mit Parallelresonanzkreis	Gegentakt	sinusförmig	Gleichrichtung in Villard- oder Greinacher-(Delon-) Schaltung	klein	niedrig	mittel
⑪	Gegentaktwandler mit Serienresonanzkreis und Stabilisator	Gegentakt	mäanderförmig	Gleichrichtung in Villard- oder Greinacher-(Delon-) Schaltung	beliebig	sehr niedrig	groß

Tabelle 2

Wahl der Schaltung bei	Ausgangsleistung			
	sehr klein	klein	mittel	groß
Ausgangsspannung				
wenig lastabhängig	② ⑥	① ⑨ ⑩	① ⑧ ⑨	⑧ ⑨
stark lastabhängig		③ ⑤	③ ⑤	
groß	⑥	⑤ ⑦ ⑨ ⑩ ⑪	⑤ ⑦ ⑨ ⑪	⑨ ⑪
stabilisiert		④ ⑦	⑦ ⑪	⑦ ⑪

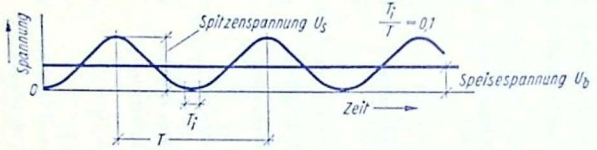


Bild 1

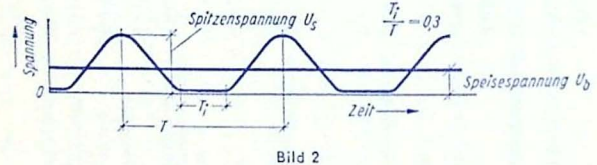


Bild 2

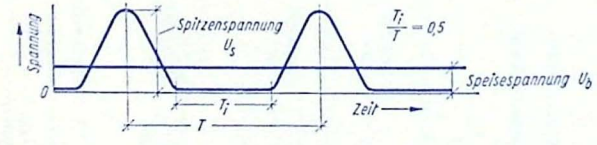


Bild 3

gangsspannung nur wenig von der Wandler-Belastung ab. Im übrigen ist es bei Sinusverlauf lediglich von geringem Einfluß auf das Betriebsverhalten des Wandlers, ob der Gleichrichter dem Parallelresonanzkreis in der Stromflußphase oder in der Sperrphase oder in beiden Phasen Strom entnimmt, da hierbei jeder Richtstrom-Impuls den Arbeitsinhalt des Schwingkreises nur wenig vermindert.

Die **Bilder 1 ... 3** zeigen den zeitlichen Spannungsverlauf für $T_i : T = 0{,}1,\ 0{,}3$ sowie $0{,}5$ und damit für die Stromflußwinkel $\Theta = 18°,\ 54°$ sowie $90°$. Dieser Verlauf kann im Falle des Bildes 1 noch als sinusförmig bezeichnet werden, während er in den Bildern 2 und 3 bezüglich der unteren Halbwelle mäanderförmig ist. Wie die Bilder 1 ... 3 erkennen lassen, nehmen mit $T_i : T$ bei gleichbleibender Leistung sowohl die Periodendauer T wie auch die Spitzenspannung U_s zu.

Das Bild 1 entspricht etwa der Schaltungsart ② der **Tabelle 1.** Die Bilder 2 und 3 geben Beispiele für den Spannungsverlauf wie er zur Schaltung ① gehört.

In **Bild 4** sind außer diesen beiden Zusammenhängen noch die relativen Werte für die erforderliche Güte des Parallelresonanzkreises sowie für den Magnetfeld-Arbeitsinhalt aufgetragen. Diese beiden Werte wurden auf den Fall bezogen, für den sich das Minimum

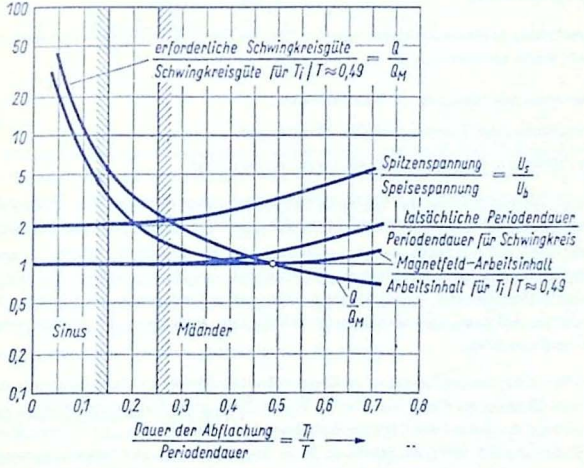


Bild 4

des Magnetfeld-Arbeitsinhaltes ergibt, nämlich auf die Bedingungen, die hier für $T_i : T \approx 0{,}49$ gelten. Aus Bild 4 erkennt man wie bei Annäherung an den Sinusverlauf die

Schwingkreisgüte und der zu speichernde Magnetfeld-Arbeitsinhalt hinaufgesetzt werden müssen, wenn der Wirkungsgrad dabei erhalten bleiben soll.

Vergleich des Eintakt-Wandlers mit dem Gegentakt-Wandler

Eine Gegentaktschaltung enthält zwei Transistoren. Eine Eintaktschaltung arbeitet mit nur einem Transistor, benötigt aber für gleiche Ausgangsleistung einen teureren Transformator.

Bei kleinsten oder auch noch bei kleinen Leistungen fällt der Preis für den Transistor stärker ins Gewicht als der Mehrpreis für den Transformator. Somit sind dafür Eintaktschaltungen meistens vorzuziehen.

Bei größeren Leistungen wird die Gegentaktschaltung im allgemeinen billiger.

Ausgangsspannung

Die gewünschte Spannungsübersetzung kann man bei einem Gleichspannungswandler auf dreierlei Weise erreichen durch

- Übersetzen der Spannung im Transformator,
- Vervielfachen der Spannung im Gleichrichter und
- Überhöhen der Spannung in einem Serienresonanzkreis.

Einem erheblichen Erhöhen der Spannung im Transformator steht der Wert des über die Wicklungskapazität fließenden Blindstromes entgegen. Er steigt außer mit der Arbeitsfrequenz auch mit der Spannung an. Leider kann die mit diesem Blindstrom gegebene Schwierigkeit nicht durch Herabsetzen der Frequenz umgangen werden: Für niedrige Frequenz müßte man den Transformator primär- und sekundärseitig mit größeren Windungszahlen ausführen. Das würde mehr Wickelraum erfordern und ergäbe erhöhte Wicklungskapazitäten.

Für ein Vervielfachen der Spannung im Gleichrichterteil eignen sich die Gegentaktwandler ⑨, ⑩ und ⑪ sowie die Eintaktwandler ⑤, ⑥ und ⑦. In einer Gegentaktschaltung erhält man bei Maanderverlauf der Collector-Emitterspannung einen niedrigen Ausgangswiderstand (Schaltung ⑨). Wird die Schaltung ⑨ für kleine Leistung und hohe Spannung bemessen, so ist besonders bei hoher Arbeitsfrequenz der Einfluß der Transformator-Wicklungskapazität erheblich, woraus ein Sinusverlauf der Collectorspannung folgt (Schaltung ⑩). Will man beim Vervielfachen der Spannung im Gleichrichter nur einen Transistor verwenden, so stehen dafür die Schaltungen ⑤ und ⑥ zur Wahl, wobei Schaltung ⑤ oft von vornherein wegen des hohen Ausgangswiderstandes ausscheidet.

Das Überhöhen der Spannung mit Hilfe eines Resonanzkreises ergibt eine starke Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Belastung (Schaltung ⑪).

Eintakt-Gleichspannungswandler mit Parallelresonanzkreis als Energiespeicher

Von den Eintakt-Gleichspannungswandlern mit Parallelresonanzkreis haben die Summier-Wandler die größte Bedeutung für die Praxis. Die Summierwandler sind durch Verwendung einer Villard- oder Greinacher-Schaltung als Gleichrichter gekennzeichnet. **Bild 1** zeigt die Schaltung eines solchen Gleichspannungswandlers mit Villardschaltung.

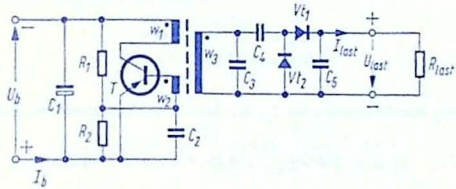


Bild 1

Der Parallelresonanzkreis besteht im wesentlichen aus der auf die Sekundärseite bezogenen Transformator-Querinduktivität und aus der Sekundärkreis-Kapazität C_3. Dabei wirken sich die Transformator-Wicklungskapazitäten als Anteile der Schwingkreis-Kapazität aus und können so keine unerwünschten Nebenwirkungen haben.

Die Arbeitsfrequenz f stimmt annähernd mit der Resonanzfrequenz des Schwingkreises überein. Man wählt diese zweckmäßigerweise hoch und verzichtet deshalb in vielen Fällen auf einen zusätzlichen Kondensator parallel zur Wicklung w_3. Die Wechselstromleistung gewinnt man aus der Gleichstromleistung in einer Oszillatorschaltung, bei der die Rückkopplung über die Transformator-Wicklung w_2 erfolgt.

Daten der Schaltung nach Bild 1

Speisespannung	U_b	4 V
Ausgangs-Klemmenspannung	U_{last}	120 V
Ausgangsstrom-(Laststrom)-Nennwert	I_{last}	0,4 mA
Speisestrom bei $I_{last} = 0{,}4$ mA	I_b	16,5 mA
Arbeitsfrequenz	f	15 kHz
Wirkungsgrad bei $I_{last} = 0{,}4$ mA	η	73 %

Bemessen und Berechnen der Schaltung nach Bild 1

Aufgrund der hohen Arbeitsfrequenz von 15 kHz ist der Wert der im Transformatorkern zu speichernden Arbeit nicht sehr groß, deshalb genügt der in der Schaltteilliste genannte Ferrit-Schalenkern.

Die Ausgangs-Urspannung (Ausgangs-Leerlaufspannung) der Villard-Schaltung ist um die bei Nennlast auf die Drahtwiderstände des Transformators und auf die Villard-Schaltung selbst entfallende Teilspannung (geschätzt auf insgesamt 7 V) größer als die verlangte Klemmenspannung von 120 V. Mit den 127 V ergibt sich der Effektivwert U_2 der Transformator-Ausgangsspannung zu

$$U_2 = \frac{127\ \text{V}}{2 \cdot \sqrt{2}} = 45\ \text{V}$$

Der Effektivwert des Wechselstromes I_2, der den Parallelresonanzkreis belastet, beträgt

$$I_2 = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{last} = 2{,}83 \cdot 0{,}4\ \text{mA} \approx 1{,}13\ \text{mA}$$

Hierzu kommt ein Wirkstromanteil, der die Verluste des Parallelresonanzkreises deckt. Die Güte des Kreises ist mit 80 angesetzt. Der in ihm fließende Blindstrom I_{bl} soll, damit der Parallelresonanzkreis genügend Energie speichert, etwa das siebenfache des Wirkstromes betragen.

Der Wirkstrom setzt sich zusammen aus dem Strom I_2 und dem der Eigendämpfung des Parallelresonanzkreises entsprechenden Anteil, der $\frac{1}{80}$ des Blindstromes I_{bl} beträgt. Es gilt somit:

$$I_{bl} \approx 7 \cdot \left(I_2 + \frac{I_{bl}}{80} \right) = 7 \cdot I_2 + 0{,}087 \cdot I_{bl}$$

$$I_{bl} \approx 7 \cdot I_2 \cdot \frac{1}{0{,}913} = 1{,}13\ \text{mA} \cdot 7{,}7 \approx 8{,}7\ \text{mA}$$

Aus I_{bl} ergibt sich die auf die Sekundärwicklung bezogene Transformator-Querinduktivität L_2. Deren Wert folgt aus

$$U_2 = I_{bl} \cdot \omega \cdot L_2$$

$$L_2 = \frac{U_2}{\omega \cdot I_{bl}} = \frac{45\ \text{V}}{6{,}28 \cdot 15\ \text{kHz} \cdot 8{,}7\ \text{mA}} = 0{,}055\ \text{H} = 55 \cdot 10^6\ \text{nH}$$

Die Induktivitätskonstante des gewählten Transformatorkernes, d.h. dessen Induktivität für eine Wicklung mit nur einer Windung beträgt 650 nH. Hiermit folgt aus L_2 die Windungszahl der Transformator-Ausgangswicklung zu

$$w_3 = \sqrt{\frac{55 \cdot 10^6\ \text{nH}}{650\ \text{nH}}} \approx 290$$

Von der Speisespannung $U_b = 4$ V kommen als Scheitelwert der das Transformatormagnetfeld bewirkenden Spannung (mit Rücksicht auf den Widerstand der Transformator-Eingangswicklung und der Transistor-Restspannung $U_{CE\,rest}$) etwa 3,75 V in Betracht. Dazu gehören der Effektivwert

$$U_1 = 3{,}75\ \text{V} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 2{,}65\ \text{V} \qquad \text{und}$$

$$w_1 = w_3 \cdot \frac{U_1}{U_2} = 290 \cdot \frac{2{,}65\ \text{V}}{45\ \text{V}} \approx 17$$

Als Rückkopplungsspannung $U_{r\ddot{u}}$ werden 1,6 V gewählt. Dazu ergibt sich:

$$w_2 = w_1 \cdot \frac{1{,}6\ \text{V}}{2{,}65\ \text{V}} = 17 \cdot \frac{1{,}6}{2{,}65} \approx 10$$

Mit dem Spannungsteiler soll von der Speisespannung $U_b = 4$ V im nicht schwingenden Zustand der Schaltung eine Spannung von $-0{,}2$ V abgegriffen werden. Das bedeutet:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{0{,}2\ \text{V}}{3{,}8\ \text{V}} \quad \text{und} \quad R_2 = \frac{R_1}{19}$$

Der Spannungsteilerstrom sei mit etwa 0,1 mA angenommen. Einerseits ergibt sich hiermit noch keine nennenswerte Verschlechterung des Wirkungsgrades. Anderseits ist bei diesem Stromwert ein immerhin schon ausreichender Collectorstrom verfügbar. Zu 0,1 mA Spannungsteilerstrom gehört bei einer Spannung von 4 V am Spannungsteiler ein Spannungsteiler-Gesamtwiderstand $R_1 + R_2$ und (da $R_1 + R_2 \approx R_1$) ein Wert des Widerstandes R_1 von

$$R_1 \approx \frac{4\ \text{V}}{0{,}1\ \text{mA}} = 40\ \text{k}\Omega \quad \text{Normwert } 39\ \text{k}\Omega.$$

Hierzu

$$R_2 = 39\ \text{k}\Omega \cdot \frac{0{,}2\ \text{V}}{4\ \text{V}} \approx 2\ \text{k}\Omega \quad \text{Normwert } 2{,}2\ \text{k}\Omega$$

Das **Bild 2** zeigt Meßergebnisse an einer dem Bild 1 entsprechenden Schaltung mit einem für Emitterschaltung geltenden Transistor-Gleichstromverstärkungsfaktor $B = 60$. Liegt B nur wenig höher als 40, so ist sein tatsächlicher Wert ohne nennenswerten Einfluß auf das Betriebsverhalten des Gleichspannungswandlers.

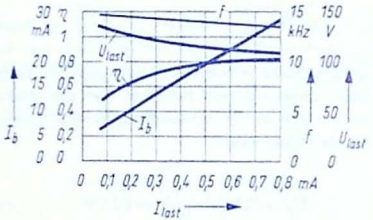


Bild 2

Schaltteilliste zu der Schaltung nach Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	39 kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	2,2 kΩ	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	50 µF	6/8 V=
C_2	Papierkondensator	50 nF	60 V=
C_3	Styroflexkondensator	2 nF	125 V=
C_4	Papierkondensator	5 nF	125 V=
C_5	Papierkondensator	0,1 µF	125 V=

Transformator

Tr Ferrit-Schalenkern (23 ø × 18) mm, Material 1100 N 22 $a_L = 650$ nH

Kernbezeichnung der Firma Siemens & Halske AG

w_1	17 Windungen	eine Lage	0,5 CuL
w_3	290 Windungen	auf w_1	0,1 CuL
w_2	10 Windungen	auf w_3	0,28 CuL

Transistor und Ventile

T	Transistor	AC 117
Vt_1 Vt_2	Silizium-Dioden	OA 132

Gegentakt-Gleichspannungswandler

Vorteile und grundsätzliche Wirkungsweise

Der mit zwei Transistoren arbeitende Gleichspannungswandler hat gegenüber dem Eintaktwandler eine etwa doppelt so große Leistungsausbeute und eine besonders geringe Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Belastung, oder — in einer besonderen Schaltung — umgekehrt einen sehr hohen Quellwiderstand, wie er z. B. für eine Spannungs-Stabilisatorrohre erforderlich ist.

Bild 1 zeigt zur Erläuterung eine Transistor-Gegentaktschaltung. Den Basis-Anschlüssen wird gegen die gemeinsame Emitterleitung eine symmetrische Rechteckspannung so zugeführt, daß die Transistoren wechselweise Strom führen.

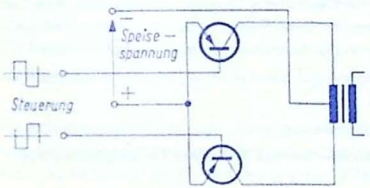


Bild 1

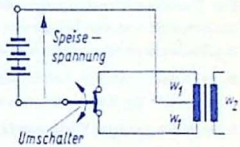


Bild 2

Beide Zweige der Transistor-Gegentaktschaltung tragen in zweierlei Art zum Leistungsumsatz bei:

a) durch direktes magnetisches Übertragen der Leistung von der Primärseite auf die Sekundärseite, wie bei der Eintakt-Stromflußwandlerschaltung (Übertragungsart, die bei vernachlässigbarem Magnetisierungsstrom allein in Frage käme),

b) durch Freiwerden der magnetischen Energie, die in der vorhergehenden Halbperiode im Transformatorkern aufgespeichert wurde, ähnlich wie bei der Eintakt-Sperrwandlerschaltung.

In **Bild 2** sind die beiden gesteuerten Transistoren zum leichteren Verstehen dieser Arbeitsweise durch einen Umschalter ersetzt. Bei einer Umschaltfrequenz (Arbeitsfrequenz) f liegt wechselweise jede Hälfte der Eingangswicklung während der Hälfte einer Periode T, also während der Zeit

$$\frac{T}{2} = \frac{1}{2 \cdot f}$$

an der Speisespannung. Die Zeit für das Umlegen des Schalters sei vernachlässigbar. Das Umschalten geschehe ohne Stromkreis-Unterbrechung (angedeutet durch den kurzen Bogen am vorderen Ende des Schaltarm-Zeichens). Die ganze Anordnung befinde sich schon einige Zeit in Betrieb, also im „stationären Zustand".

Grenzfall: vernachlässigbarer Magnetisierungsstrom

Dieser Grenzfall liegt vor, wenn der induktive Widerstand $\omega \cdot L_1$ der Primärwicklung des Transformators sehr groß gegen den auf die Primärseite umgerechneten Lastwiderstand ist. Hierbei ergibt sich der in der Eingangswicklung des Transformators fließende Strom I_1 zu:

$$I_1 = \frac{I_2}{\ddot{u}}$$

Darin sind:

$\ddot{u} \approx \frac{w_1}{w_2}$ das Übersetzungsverhältnis

I_2 der Transformator-Ausgangsstrom

Der Transformator-Ausgangsstrom I_2 folgt seinerseits daraus, daß die dem Speicherkondensator von der Belastung entnommene Strommenge in jeder Halbperiode durch Nachladen ergänzt werden muß. Der zeitliche Verlauf der Ladestromimpulse richtet sich

- nach dem zeitlichen Verlauf des Überschusses der Spannung an der Ausgangswicklung über die Kondensatorspannung
- nach den inneren Widerständen der Ventile und
- nach den weiteren im Gleichrichterkreis wirksamen Widerständen und Impedanzen.

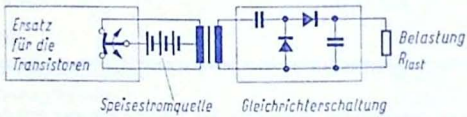


Bild 3

Bild 3 zeigt hierzu eine Ersatzschaltung gemäß Bild 2, ergänzt durch die belastete Gleichrichterschaltung. Dafür wurde die Villard-Schaltung gewählt. Diese ergibt eine Spannungsverdopplung, wobei beide Halbwellen der Wechselspannung ausgenutzt werden und der Transformator demgemäß ohne (störende) Vormagnetisierung arbeitet.

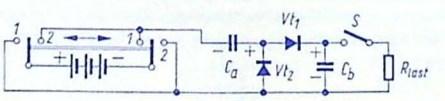


Bild 4

Man kann die Schaltung nach Bild 3 durch eine Schaltung nach **Bild 4** ersetzen. Dazu muß man den Wegfall der durch den Transformator bewirkten Spannungswandlung durch eine entsprechende Umrechnung der Werte der Schaltelemente der Gleichrichterschaltung

und der Belastung berücksichtigen. Das sei beim Übergang von Bild 3 auf Bild 4 geschehen.

Zunächst wird der Leerlauf-Fall betrachtet (Schalter S offen). In der Stellung 1 des doppelpoligen Umschalters wird der Kondensator C_a über das Ventil Vt_2 auf den vollen Wert der Speisespannung aufgeladen. In der Stellung 2 des Umschalters ist der Kondensator C_b über das Ventil Vt_1 an die Reihenschaltung der Speisestromquelle mit dem aufgeladenen Kondensator C_a gelegt. Bei geöffnetem Schalter S lädt sich dann der Kondensator C_b auf den doppelten Speisespannungswert auf.

Bei geschlossenem Schalter S und periodischem Arbeiten des Umschalters kommt es nach jedem Nachladen von C_b zu einer Teilentladung dieses Kondensators. Jeweils zwischendurch wird auch C_a immer wieder teilentladen und nachgeladen.

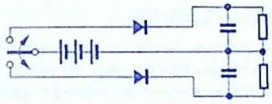


Bild 5

Nimmt man schließlich an, der Lastwiderstand habe eine Mittelanzapfung, wobei es gleichgültig sei, welche Stromrichtungen in den beiden Teilwiderständen gelten, so kann man die Schaltung nach Bild 4 durch die Schaltung nach **Bild 5** ersetzen. Auch sie enthält zwei Ventile

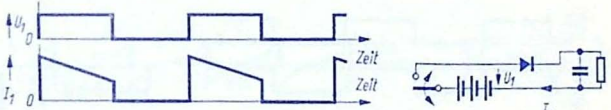


Bild 6

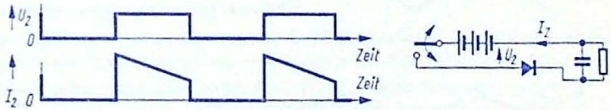


Bild 7

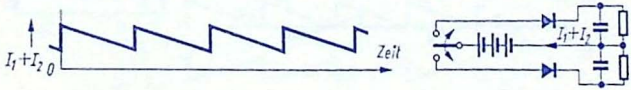


Bild 8

und zwei Kondensatoren sowie einen, diesmal allerdings nur einpoligen Umschalter. Die Schaltung nach Bild 5 hat den Vorteil, daß man die Ströme, die über die beiden Ventile

fließen, getrennt betrachten kann. In diesem Sinn zeigen die **Bilder 6...8** die Zusammenhänge.

Auf jede Ventilschaltung wirkt eine Folge von Rechteck-Spannungs-Impulsen. Zu jedem solchen Spannungsimpuls gehört ein Stromimpuls. Dieser besteht aus zwei Anteilen. Der eine Anteil geht unmittelbar durch die Hälfte des Lastwiderstandes. Der andere Teil lädt den Kondensator nach. Dieser zweite Anteil hat einen während der Impulszeit abnehmenden Wert, da die Kondensatorspannung, die infolge der Teil-Entladung während der Impulspause jeweils abgenommen hat, zu Beginn des Stromimpulses ihren kleinsten Wert aufweist. Demgemäß fällt auch der Gesamt-Stromimpuls während der Impulszeit ab. Es ist dabei vorausgesetzt, daß die während jeder Halbperiode zu- und abfließenden Ladungen nur kleine Bruchteile der mittleren Ladung betragen.

Grenzfall: vernachlässigbarer Laststrom

Dieser Grenzfall ist gegeben, wenn $\omega \cdot L_1$ des Transformators sehr klein gegen den Lastwiderstand ist. Das trifft in der Praxis stets zu, wenn bei einem normalen Wert von $\omega \cdot L_1$ dem Gleichspannungswandler nur ein sehr geringer Strom entnommen wird. Hierfür gilt, wenn man die Transistor-Restspannung $U_{CE\,rest}$ und die dem Strom proportionale auf den Widerstand der Eingangswicklung entfallende Teilspannung ΔU_1 berücksichtigt:

$$L_1 \cdot \frac{dI}{dt} = |U_b| - |U_{CE\,rest}| - |\Delta U_1|$$

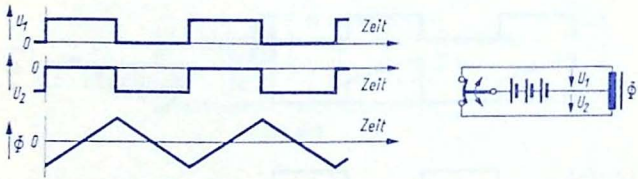


Bild 9

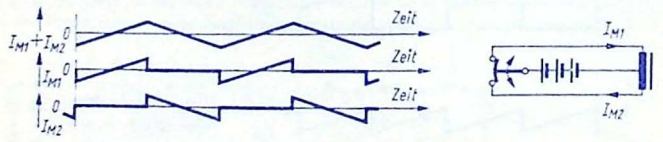


Bild 10

Weil $|U_b| - |U_{CE\,rest}| - |\Delta U_1|$ einen nahezu konstanten Wert hat, gehört hierzu ein zeitlich linearer Magnetfeldverlauf **(Bild 9)**. Dem entspricht in den Hälften der Eingangswicklung der Verlauf der Ströme gemäß **Bild 10**. Der hierzu gehörende Batteriestrom hat

Sägezahnverlauf mit dem Mittelwert Null (vernachlässigte Belastung und vernachlässigte Verluste) **(Bild 11)**. Dieser Strom ist somit ein reiner Magnetisierungs-Blindstrom.

Bild 11

Der Einfachheit halber wurde hier zwischen Strom- und Magnetfeldwert ein linearer Zusammenhang vorausgesetzt, wie es z. B. für Ferritkerne und zu hohen Arbeitsfrequenzen gehörende mäßige Felddichtewerte gilt. Für Zusammenhänge, wie sie durch die gewöhnlich in Frage kommenden Magnetisierungskurven bedingt sind, ergeben sich an Stelle der in den Bildern 10 und 11 gezeigten zeitlichen Abläufe solche nach den **Bildern 12** und 13.

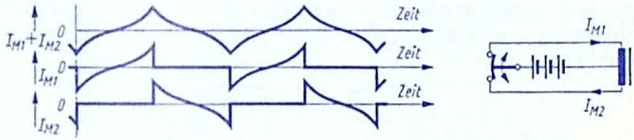


Bild 12

Bild 13

Gleichspannungswandler bei Nennlast

Dieser Fall liegt zwischen den eben betrachteten Grenzfällen. Das heißt: Der einzelne Transformator-Eingangsstrom-Impuls setzt sich gemäß **Bild 14** zusammen aus

- einem mit der Zeit absinkenden Strom (transformierter Sekundärstrom I_1+I_2)
- einem mit der Zeit ansteigenden Strom (Magnetisierungsstrom $I_{M1}-I_{M2}$).

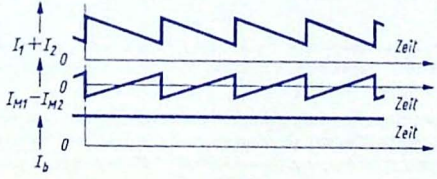


Bild 14

Wie **Bild 15** veranschaulicht, ergeben sich auch hier unter dem Einfluß des nichtlinearen Zusammenhanges zwischen den Werten des Stromes und des Magnetfeldes Abweichungen gegen Bild 14.

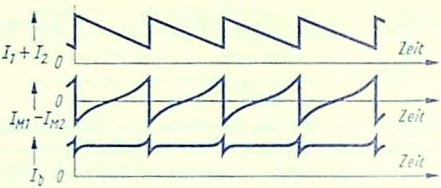


Bild 15

Bei entgegengesetzt gleichen Änderungsgeschwindigkeiten beider Stromanteile fließt im Idealfall ein Gleichstrom (I_b in Bild 14). In Wirklichkeit entsteht statt dessen ein zeitlich im wesentlichen gleichbleibender Transformator-Eingangs-Gesamtstrom, der periodisch kurzzeitig absinkt **(Bild 16)**. Dieser Verlauf ist bedingt durch die sekundäre Belastung des Transformators mit den Gliedern C_3 und R_3 (Bild 19), die zum Vermeiden von Umschalt-Spannungsspitzen dienen.

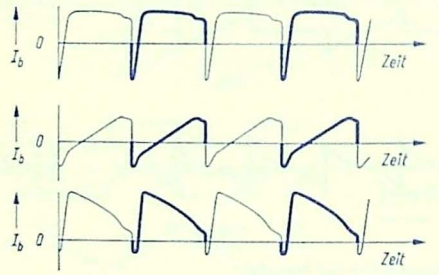


Bild 16

Bild 17

Bild 18

Bei der Arbeitsfrequenz f erhält man für eine Ausgangsleistung P_{last} die entgegengesetzt gleiche Änderungsgeschwindigkeit und damit Rechteckform des Transformator-Eingangsstromes mit

$$L_1 \approx \frac{(|U_b| - |U_{CE\,rest}| - |\Delta U_1|)^2}{4 \cdot f \cdot P_{last}} \cdot \frac{U_2}{U_2 + \Delta U_2} \qquad (1)$$

Darin bedeutet U_2 die Wechselspannung auf der Sekundärseite des Transformators und ΔU_2 die Summe der Teilspannungen, die auf den Widerstand der Sekundärwicklung sowie auf die Ventile entfallen.

Wenn L_1 auf diese Weise für eine bestimmte Nennlast festgelegt ist, überwiegt bei gleichgehaltener Frequenz für **Teillast** der Magnetisierungsstrom. Dazu gehört ein zeitlicher Verlauf des Transformator-Eingangsstromes nach **Bild 17,** während der zeitliche Verlauf des Transformator-Eingangsstromes bei **Überbelastung** (also bei vorherrschendem Last-

strom) dem **Bild 18** entspricht. In den Bildern 16...18 ist jeweils der über den einen Transistor fließende Strom dünn und der über den anderen Transistor fließende Strom dick eingetragen. Hierzu hat man zu beachten: Die Bilder 16 und 18 gelten nur für Fälle, in denen die Arbeitsfrequenz festliegt (z. B. Fremdsteuerung oder durch Resonanz bestimmte Arbeitsfrequenz).

Insbesondere bei Teil-Last fließt zu Beginn einer Halbperiode kurzzeitig ein Strom mit umgekehrten Vorzeichen, weil ein Teil der in der vorhergehenden Halbperiode aufgespeicherten Energie zu Beginn der folgenden Halbperiode in die Batterie zurückfließen muß. In einer mit einem Schalter z. B. nach Bild 3 betätigten Schaltung wäre dies auch ohne weiteres möglich. Bei den in Wirklichkeit verwendeten Transistoren ist ein Stromdurchgang in umgekehrter Richtung ebenfalls möglich, wenn die Schaltung auf der Eingangsseite bestimmten Bedingungen genügt. (Siehe den folgenden Abschnitt.)

Das Steuern der Transistoren

Damit die Transistoren T_1 und T_2 in einer Schaltung nach Bild 1 einwandfrei schalten können, müssen ihnen ausreichende Basisströme in Gegenphase entweder durch eine Rückkopplung oder aus einem besonderen Steueroszillator zugeführt werden. Günstig wäre für jeden Transistor ein dem zeitlichen Verlauf seines Collectorstromes ähnlicher Basisstromverlauf, der sich von diesem um einen passenden Faktor $\frac{k}{B}$ unterscheidet

$$I_B = \frac{k}{B} \cdot I_C \qquad (2)$$

Darin ist k ein Faktor, um den der Basisstrom erhöht wird, damit sich eine niedrige Restspannung ergibt, und B der Gleichstromverstärkungsfaktor für Emitterschaltung. Den mittleren Wert von B entnimmt man für den Collectorstrom-Spitzenwert einem Transistor-Kennlinienbild, in dem sowohl I_B wie auch I_C enthalten ist. Die Streuung von B kann man etwa mit der ebenfalls in den „Technischen Daten" des Transistors angegebenen Streuung des Wechselstromverstärkungsfaktors für Emitterschaltung $\beta = h_{fe}$ gleichsetzen.

Ein Durchsteuern bis auf eine kleine Collector-Restspannung $U_{CE\,rest}$ wird mit $k > 1$ erreicht. Bei sehr großem Wert von k und damit hohem Basisstrom würden aber die Collectorstrom-Sprünge aufgrund des Vorhandenseins zu vieler Ladungsträger im Basisraum verlangsamt. Es empfiehlt sich $k = 1{,}5 \ldots 5$ zu wählen.

In jedem Fall muß der Gesamtwiderstand des Transistor-Steuerkreises sowohl für den Rückkopplungs-Wechselstrom wie für die Basisgleichströme klein sein. Nur so kann bei positiver Spannung des Collectors gegen den Emitter über den Basisanschluß ein Strom abfließen, womit die im vorigen Abschnitt erwähnten kurzzeitigen Stromstöße in Rückwärtsrichtung möglich werden.

Rückkopplung mit Hilfe des Transformators

Hat die zweiteilige Transformator-Rückkopplungswicklung in der Schaltung nach **Bild 19** genügend viele Windungen, so ergibt sich ein zeitlicher Rechteckverlauf sowohl für die Spannung wie auch — weniger ausgeprägt — für den Strom im Transistor-Basiskreis. Die Windungszahl wählt man zweckmäßig so, daß in der Rückkopplungswicklung eine

Spannung zustande kommt, die den Betrag der zum Basisstrom-Spitzenwert gehörenden Basis-Emitter-Spannung um etwa 1 V übersteigt. Hierzu legt man den Basisspannungsteiler so aus, daß der Mittelpunkt der Rückkopplungswicklung w_3 im Betrieb eine Spannung von etwa + 1 V gegen den Pluspol der Speisebatterie annimmt.

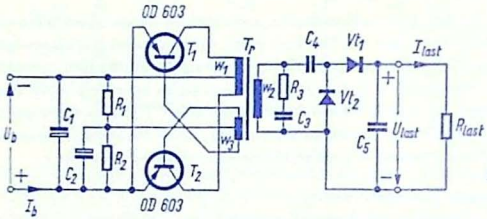


Bild 19

Zu hohe Spannungsspitzen, die beim Umschalten auftreten könnten, werden dadurch vermieden, daß man die Ausgangswicklung des Transformators Tr mit der Reihenschaltung aus einem Kondensator C_3 und einem Widerstand R_3 überbrückt.

Der Rechteckverlauf kommt so zustande, daß beim Sperren des einen Transistors der andere Transistor Strom durchläßt. Vor dem Sperren steigt der Collectorstrom bis zu dem kritischen Wert, bei dem der Basisstrom zum Aufrechterhalten des Collectorstromes eben nicht mehr ausreicht. Die sich dabei einstellende Frequenz hängt ab von

der Transformator-Eingangs-Induktivität,
der entnommenen Ausgangsleistung,
der Rückkopplung und
den Widerstandswerten des Basis-Spannungsteilers.

Der sich bei nicht festgelegter Frequenz (durch Fremdsteuerung bzw. durch besondere Schaltelemente) ergebende Betriebszustand ist stets durch ein Überwiegen des anwachsenden Stromanteiles (des Magnetisierungsstromes) gekennzeichnet, d. h. durch einen Collectorstromverlauf ähnlich Bild 14. Dieser kann nämlich für eine jeweils genügend niedrige Frequenz bei jedem Wert von L_1 eintreten. Dafür ergibt sich eine auf Gleichung (1) gegründete Ungleichung

$$f < \frac{(|U_b| - |U_{CE\,rest}| - |\Delta U_1|)^2}{4 \cdot L_1 \cdot P_{last}} \cdot \frac{U_2}{U_2 + \Delta U_2} \qquad (3)$$

Betriebswerte der Schaltung nach Bild 19

Speisespannung		U_b	12 V
Mit zwei paarweise ausgesuchten OD 603 gelten hierzu folgende Werte			
Ausgangsspannung		U_{last}	300 V
Ausgangsstrom-(Laststrom-)Nennwert		I_{last}	67 mA
Speisestrom	bei $I_{last} = 67$ mA	I_b	2 A
Arbeitsfrequenz	bei $I_{last} = 67$ mA	f	1,8 kHz
Wirkungsgrad	bei $I_{last} = 67$ mA	η	85 %

Bemessen und Berechnen der Schaltung nach Bild 19

Die Arbeitsfrequenz soll etwa $f = 1{,}8$ kHz betragen. Die hierbei im Transformatorkern magnetisch aufzuspeichernde Arbeit W_m kann nach folgender Faustformel aus der abzugebenden Leistung (der Belastung) $P_{last} = U_{last} \cdot I_{last} = 300\ \text{V} \cdot 67\ \text{mA} \approx 20\ \text{W}$ berechnet werden:

$$W_m \approx 0{,}35 \cdot \frac{P_{last}}{f} = 0{,}35 \cdot \frac{20\ \text{W}}{1800\ \text{s}^{-1}} \approx 3{,}9 \cdot 10^{-3}\ \text{Ws}$$

Die Collector-Spitzenströme übersteigen den für Nennlast geltenden Eingangsstrom $-I_b = 2$ A. Jeder dieser Spitzenströme durchfließt jeweils eine Hälfte der Transformator-Eingangswicklung. Für einen möglichst großen Wirkungsgrad muß deren Widerstand niedrig sein. Das erfordert einen Transformator mit Ferritkern. Er ermöglicht wegen der geringen Wirbelstromverluste eine höhere Arbeitsfrequenz, damit eine kleine Induktivität und Windungszahl, d. h. einen niedrigen Wicklungswiderstand. Der Ferritkern muß jedoch mit Rücksicht auf die magnetisch zu speichernde Arbeit einen genügend hohen magnetischen Widerstand und demgemäß einen Luftspalt haben. Mit der Feldlänge l im Ferrit, der Ferritpermeabilität μ, der tatsächlichen Luftspaltlänge s und der dem magnetischen Gesamtwiderstand entsprechenden Luftweglänge s_g gilt, wenn für Luftspalt und Ferritkern durchweg gleicher Querschnitt vorausgesetzt wird:

$$s_g = s + \frac{l}{\mu}$$

Den durchweg gleichen Ferritkern- und Luftspalt-Feldquerschnitt A_{Fe} kann man mit der Belastung P_{last}, der Arbeitsfrequenz f und dem angenommenen Wert 1,6 kG des Felddichte-Scheitelwertes $\hat{B}$ aus folgender Faustformel ermitteln:

$$\frac{A_{Fe}}{\text{cm}^2} \approx (1 \ldots 1{,}5) \cdot \left[\frac{\frac{P_{last}}{\text{W}}}{\frac{f}{\text{kHz}} \cdot \left(\frac{\hat{B}}{\text{kG}} \right)^2} \right]^{\frac{2}{3}} = (1 \ldots 1{,}5) \cdot \left[\frac{20}{1{,}8 \cdot 1{,}6^2} \right]^{\frac{2}{3}} \approx 2{,}65 \ldots 4$$

Gewählt wird der Ferritkern EE 55 mit $A_{Fe} = 3{,}4\ \text{cm}^2$. Der wirksame Luftspalt s_g errechnet sich über W_m aus der Beziehung

$$\frac{W_m}{\text{Ws}} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{\hat{B}}{\text{kG}} \right)^2 \cdot \frac{A_{Fe}}{\text{cm}^2} \cdot \frac{s_g}{\text{cm}} \quad \text{zu} \quad \frac{s_g}{\text{cm}} = \frac{3{,}9 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}6^2 \cdot 3{,}4} = 0{,}11$$

Für die Transformator-Eingangsinduktivität L_1 gilt mit $U_b = 12$ V, $|U_{CE\,rest}| = 0{,}4$ V $|\Delta U_1| = 0{,}6$ V $f = 1{,}8$ kHz, $P_{last} = 20$ W $U_2 = \frac{300\ \text{V}}{2} = 150$ V und $\Delta U_2 = 7{,}5$ V:

$$\frac{L_1}{\text{mH}} \approx 0{,}65 \cdot \frac{\left(\frac{U_b - U_{CE\,rest} - \Delta U_1}{\text{V}} \right)^2}{4 \cdot \frac{f}{\text{kHz}} \cdot \frac{P_{last}}{\text{W}}} \cdot \frac{U_2}{U_2 + \Delta U_2} = 0{,}65 \cdot \frac{(12 - 0{,}4 - 0{,}6)^2}{4 \cdot 1{,}8 \cdot 20} \cdot \frac{150}{150 + 7{,}5} = 0{,}52$$

Der Faktor 0,65 in der Gleichung für L_1 gibt einen Anhaltspunkt, um wieviel die sich einstellende Arbeitsfrequenz niedriger ist als diejenige, die sich für genaue Rechteck-Form des Stromes ergeben würde.

Mit dieser Induktivität $L_1 = 0{,}52$ mH ergibt sich mit $s_g = 0{,}11$ cm und $A_{Fe} = 3{,}4$ cm² die Windungszahl w_1 der Eingangswicklung zu

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_1 \cdot \frac{s_g}{\text{cm}} \cdot 10^6}{4 \cdot \pi \cdot \frac{A_{Fe}}{\text{cm}^2}}} = \sqrt{\frac{0{,}52 \cdot 0{,}11 \cdot 10^6}{4 \cdot \pi \cdot 3{,}4}} = 37$$

Den tatsächlichen Luftspalt s stellt man nachträglich so ein, daß sich bei Nennlast die Arbeitsfrequenz mit 1,8 kHz ergibt.

$U_{last} = 300$ V am Ausgang der Spannungsverdopplerschaltung setzt für zeitlichen Rechteckverlauf der Spannung als innere Transformator-Ausgangsspannung voraus

$$U_2 + \Delta U_2 = \frac{300\ \text{V}}{2} + 7{,}5\ \text{V} = 157{,}5\ \text{V}$$

Daraus folgt die Windungszahl w_2 der Ausgangswicklung zu

$$w_2 = w_1 \cdot \frac{U_2 + \Delta U_2}{|U_b| - |U_{CE\,rest}| - |\Delta U_1|} = 37 \cdot \frac{157{,}5}{11} = 530$$

Die Windungszahl w_3 der Rückkopplungswicklung wurde so gewählt, daß eine Rückkopplungsspannung $U_{r\ddot{u}} = 1{,}8$ V auftritt:

$$w_3 = 37 \cdot \frac{1{,}8}{11} = 6$$

Das Bild 20 zeigt die Meßergebnisse, die an einer Schaltung nach Bild 19 gewonnen wurden.

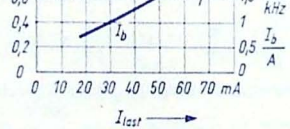


Bild 20

Schaltteilliste zu Bild 19

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	510 Ω	0,5 W
R_2	Schichtwiderstand	10 Ω	0,5 W
R_3	Schichtwiderstand	5,1 kΩ	0,5 W

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	500 µF	12/15 V=
C_2	Elektrolytkondensator	10 µF	12/15 V=
C_3	Papierkondensator	1 nF	500 V=
C_4	Papierkondensator	0,1 µF	500 V=
C_5	Metallpapierkondensator	1 µF	500 V=

Transformator

Ferritkern EE 55 mit Luftspalt, Material 1100 N 22 der Firma Siemens & Halske AG

w_1	2×37	Windungen bifilar	0,8 CuL
w_2	530	Windungen	0,32 CuL
w_3	2×6	Windungen	0,5 CuL

Transistoren, Ventile

T_1 T_2	Transistoren OD 603, paarweise ausgesucht
Vt_1 Vt_2	Silizium-Dioden OA 132

Rückkopplung über Resonanzzweige

Die im letzten Abschnitt beschriebene Schaltung arbeitet, richtig bemessen, mit gutem Wirkungsgrad. Ihr Betriebsverhalten jedoch hängt verhältnismäßig stark von den Eigenschaften der verwendeten Transistor-Exemplare ab. Daß sich die Frequenz der Schaltung mit der Belastung ändert, ist manchmal von Nachteil. Folglich werden Gegentakt-Gleichspannungswandler, insbesondere solche für größere Leistungen, häufig von einem Transistor-Oszillator fremdgesteuert.

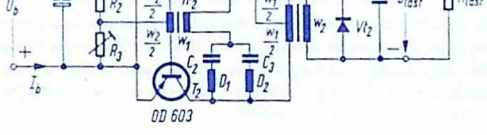
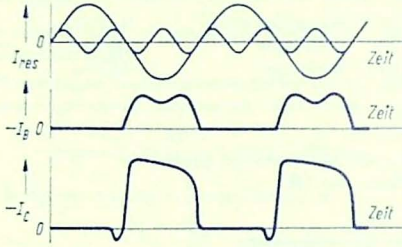


Bild 21

Etwa dieselben Vorteile, die eine Fremdsteuerung bietet, sind in einer selbsterregten Gegentaktstufe durch Resonanzglieder im Rückkopplungszweig zu erreichen. Die Arbeitsfrequenz kann zumindest im Prinzip durch einen Serien-Resonanzzweig im Rückkopplungszweig (C_2, D_1 in **Bild 21**) bestimmt werden. Für seine Resonanzfrequenz läßt

der Resonanzzweig einen phasenrichtigen Rückkopplungsstrom durch, den der Symmetriertransformator an die beiden Transistoren zu deren wechselweisem Schalten weitergibt. Jede Basis wird also von einer Halbwelle eines Sinusstromes durchflossen.

Um dem Basisstrom einen Verlauf zu geben, der dem im Idealfall rechteckigen Collectorstromverlauf ähnelt, legt man parallel zum Grundwellen-Serienresonanzzweig einen weiteren auf die dritte Harmonische abgestimmten Serienresonanzzweig (C_2, D_2 in Bild 21). Hiermit ergibt sich bei geeigneten Dämpfungen eine Annäherung an einen Rechteckverlauf des Basisstromes. **Bild 22** zeigt hierzu die Teilwellen. **Bild 23** veranschaulicht den mit diesen Teilwellen erhaltenen Basisstromverlauf für einen der beiden Transistoren.



Ein solcher Gleichspannungswandler (Bild 21) arbeitet mit einer relativ konstanten Frequenz. Das Umschalten von der einen auf die andere Hälfte der Transformator-Eingangswicklung hängt hier nicht von den speziellen Werten der Stromverstärkungsfaktoren ab. Daher können in einer solchen Schaltung Transistoren mit größeren Streuungen des Gleichstromverstärkungsfaktors B (für Emitterschaltung) verwendet werden. Diese Streuungen sind nur im Faktor k zu berücksichtigen. In einer mit Serien-Resonanzzweigen ausgestatteten Schaltung kann man auf eine Reihenschaltung eines Kondensators und eines Widerstandes parallel zum Transformator, sowie auf einen Überbrückungskondensator im Basis-Spannungsteiler verzichten.

Bemessen eines Wandlers mit Rückkopplung über Serienresonanzzweige

Der Wandler nach Bild 21 sei für dieselben Werte der Betriebsspannungen und der Leistung ausgelegt wie der Wandler gemäß Bild 19. Folglich stimmen die Transformatoren bezüglich Ferritkern sowie w_1 und w_2 überein. Die Arbeitsfrequenz ist hier durch die Serienresonanzkreise für f und $3 \cdot f$ bestimmt. Gewählt wurde $f = 3$ kHz, wozu $3 \cdot f = 9$ kHz gehört.

Bei 3 kHz sind die Änderungsgeschwindigkeiten für den Magnetisierungsstrom und den auf die Primärseite transformierten Gleichrichterstrom im Sinne von Gl. (3) etwa entgegengesetzt gleich, wozu sich für die Collectorströme ein ungefährer Rechteckverlauf ergibt **(Bild 24)**.

Bei der Resonanzfrequenz von den Resonanzzweigen sind nur deren geringe Verlustwiderstände zu berücksichtigen. In Reihe damit liegt der Drahtwiderstand der Primär-

wicklung w_1 des Symmetrier-Transformators Tr_2. Außerdem werden aufgrund des hiermit gegebenen Übersetzungsverhältnisses

$$\frac{w_1}{\frac{w_2}{2}} = \frac{600}{60} = \frac{10}{1}$$

von der jeweils stromführenden Hälfte der Wicklung in den zu w_1 gehörenden Stromzweig mit den $(10:1)^2 = 100$fachen Werten als Serienwiderstände hineintransformiert:

- der Drahtwiderstand von $\frac{w_2}{2}$
- der für den Anschluß an R_3 geltende innere Widerstand des Spannungsteilers (im wesentlichen durch R_3 selbst dargestellt)
- der Eingangswiderstand des jeweils stromführenden Transistors

Für den hier erforderlichen Basisstrom-Scheitelwert von 24 mA ergibt sich so für Resonanz ein Rückkopplungszweig-Wirkwiderstand von 22 V : $(24 \cdot 10^{-3}$ A) = 920 Ω. Eine ausreichende Resonanzwirkung verlangt Resonanz-Blindwiderstände, deren Werte etwa doppelt so groß sind wie der Wert des Wirkwiderstandes.

Dies ergibt: $\omega \cdot L_{D1} = 2 \cdot \pi \cdot 9 \cdot 10^3$ Hz $\cdot L_{D1} = 1840\ \Omega$

Daraus folgen: $L_{D1} = 0{,}1$ H

$L_{D2} = 0{,}1$ H : 3 $= 0{,}033$ H

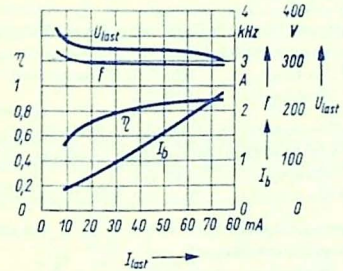


Bild 25

Bei Inbetriebnahme wird R_3 so eingestellt, daß sich für Nennlast der höchste Wirkungsgrad ergibt. Den Widerstand R_1 stellt man so ein, daß die Schaltung bei der für den Betrieb niedrigsten Umgebungstemperatur gerade noch sicher anschwingt, ohne daß ein unnötig hoher Teilerstrom fließt. **Bild 25** zeigt die Meßergebnisse, die an einer Schaltung nach Bild 21 mit einem Ferritkern für den Transformator gewonnen wurden.

Anstelle des für den Transformator vorgeschlagenen Ferritkerns EE 55 könnte man in dieser Gleichspannungswandlerschaltung auch einen Kern M 55 aus Dynamoblech IV (Blechstärke 0,35 mm) mit 0,5 mm Luftspalt verwenden. Wegen der dabei ins Gewicht fallenden Wirbelstromverluste müßte man allerdings die Windungszahlen erhöhen, was größere Verluste in der Wicklung zur Folge hätte. Mit Blechkern statt Ferritkern liegt der Wirkungsgrad um 7 ... 10% niedriger. Günstiger als ein aus Blechen geschichteter Kern ist hier ein Schnittbandkern ähnlicher Größe.

Schaltteilliste zu Bild 21

Widerstände

R_1	Einstellwiderstand	300 Ω	
R_2	Schichtwiderstand	300 Ω	0,5 W
R_3	Einstellwiderstand	10 Ω	

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	500 µF	12/15 V =
C_2	Styroflexkondensator	25 nF	125 V =
C_3	Styroflexkondensator	7,5 nF	125 V =
C_4	Papierkondensator	0,1 µF	500 V =
C_5	Metallpapierkondensator	1 µF	500 V =

Transformatoren und Drosseln

Tr_1 Transformator mit Ferritkern EE 55, mit Luftspalt, Material 1100 N 22 der Firma Siemens & Halske AG

$w_1 = 2 \times 37$	Windungen	0,80 CuL, bifilar gewickelt
$w_2 = 530$	Windungen	0,32 CuL

Tr_2 Symmetrier-Transformator mit Ferrit-Schalenkern (23 ø × 18 mm) ohne Luftspalt, Material 1100 N 22 der Firma Siemens & Halske AG

$w_1 = 600$	Windungen	0,07 CuL
$w_2 = 2 \times 60$	Windungen	0,24 CuL, bifilar gewickelt

D_1 Spule mit Ferrit-Schalenkern (23 ø × 18 mm), $a_L = 250$ nH, Material 1100 N 22 der Firma Siemens & Halske AG

$w = 630$	Windungen	0,15 CuL

D_2 Spule mit Kern wie D_1 und

$w = 360$	Windungen	0,17 CuL

Transistoren und Ventile

T_1 T_2	Transistoren	OD 603 paarweise ausgesucht
Vt_1 Vt_2	Siliziumdioden	OA 132

Gegentakt-Gleichspannungswandler in Verbindung mit Stabilisator

Das Stabilisieren einer Gleichspannung an einem Belastungswiderstand mit Hilfe einer Spannungs-Stabilisatorröhre oder mit einer Referenzdiode beruht auf dem niedrigen differentiellen Widerstand dieser Bauelemente: Man legt die Röhre bzw. die Diode parallel zum Lastwiderstand und fügt im allgemeinen in Serie mit dieser Parallelschaltung einen Vorwiderstand mit verhältnismäßig hohem Wert ein. Die auf den Vorwiderstand entfallende Spannung ist dem Gesamtstrom der Parallelschaltung proportional. Die Stabilisierung der Spannung am Belastungswiderstand gegenüber Schwankungen der Speisespannung ist dabei um so besser, je höher der Wert des Vorwiderstandes gewählt wird (siehe hierzu TELEFUNKEN-Laborbuch Band I, Seite 385), um so höher ist aber auch der Leistungsverlust im Vorwiderstand. Dieser Leistungsverlust kommt zu dem in der Stabilisatorröhre hinzu.

Betreibt man einen Gleichspannungswandler mit einer zum Belastungswiderstand parallel liegenden Stabilisatorröhre oder Referenzdiode, so kann man günstigere Verhältnisse erreichen: Der Gleichspannungswandler kann nämlich so ausgeführt werden, daß seine Belastungscharakteristik einer Stromquelle mit einem hohen Wert des Ausgangswiderstandes entspricht, ohne daß entsprechende Verluste an diesem Ausgangswiderstand entstehen.

Von den Eintakt-Gleichspannungswandlern sind der Sperrwandler und der Summierwandler für den Betrieb mit Stabilisator geeignet.

In Gegentakt-Gleichspannungswandlern läßt sich dieses Betriebsverhalten erreichen, wenn man einen Serien-Resonanzzweig verwendet, über dessen Kondensator die nachfolgende Gleichrichterschaltung gespeist wird. Man nutzt dabei die in einem Serien-Resonanzzweig auftretende Resonanzüberhöhung aus.

Prinzipielle Arbeitsweise

Bild 1 zeigt das Arbeits-Prinzip eines mit Serien-Resonanzzweig ausgerüsteten Gleichspannungswandlers, dessen Ausgangsspannung mit steigendem Laststrom stark absinkt bzw. bei Entlastung erheblich ansteigt.

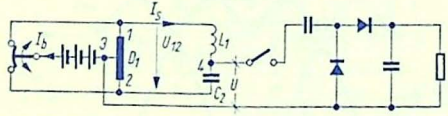


Bild 1

Die wechselweise stromführenden Transistoren sind in Bild 1 durch einen Umschalter ersetzt. Anstelle eines Gegentakt-Transformators tritt hier die mittelangezapfte Drosselspule D_1. Der über sie fließende Wechselstrom sei vernachlässigbar gering.

Bei periodischem Umschalten liegen die beiden Hälften der Drosselspule wechselweise an Spannung. Aufgrund der hier vorausgesetzten festen Kopplung zwischen beiden Wicklungshälften ergibt sich so an der Drossel D_1 zwischen den Punkten 1 und 2 eine Rechteckspannung mit einem Dachwert, der in dem hier gegebenen Idealfall gleich dem doppelten Wert der von der Batterie gelieferten Gleichspannung ist. Zwischen 1 und 2 liegt aber außer der Drossel D_1 noch der aus L_1 und C_2 gebildete Serien-Resonanzzweig. Stimmt dessen Resonanzfrequenz mit der Impulsfolgefrequenz der Rechteckspannung überein, so bewirkt die zwischen 1 und 2 herrschende Rechteckspannung in dem Reihen-Resonanzzweig einen praktisch sinusförmig verlaufenden Strom, wodurch sowohl an L_1 wie auch an C_2 überhöhte Resonanzspannungen auftreten.

Eine zwischen 3 und 4 angeschlossene Belastung dämpft den Serien-Resonanzzweig. Bei steigendem Laststrom sinkt somit die Resonanzspannung ab. Das bedeutet einen Rückgang der Urspannung der als Ersatz-Spannungsquelle aufgefaßten Wandlerschaltung und damit ein Absinken ihrer Ausgangs-Klemmenspannung.

Ohne Belastung kann die Resonanzspannung einen sehr erheblichen Wert annehmen. Da der im Resonanzzweig fließende Strom dieser Spannung proportional ist, kann er ebenfalls, und damit auch die der Batterie entnommene Leistung, bei Leerlauf besonders hohe Werte annehmen. Daher spielt das Unterbrechen des Lastkreises bei einem derartigen Gleichspannungswandler eine ähnliche Rolle wie das Kurzschließen des Ausganges einer sonst üblichen Gleichspannungswandlerschaltung. Man muß deshalb parallel zu einem Blindwiderstand des Resonanzzweiges einen Überspannungsableiter legen, wenn nicht, wie das hier zutrifft, die Glimmstrecke einer Stabilisatorröhre oder eine Zenerdiode ständig an den Ausgang der Schaltung angeschlossen ist.

Durch richtige Bemessung kann man jedoch für Nennlast die Resonanzzweigverluste sehr gering halten, womit der Wirkungsgrad eines solchen Gleichspannungswandlers kaum ungünstiger ausfällt als derjenige eines sonst üblichen Gleichspannungswandlers.

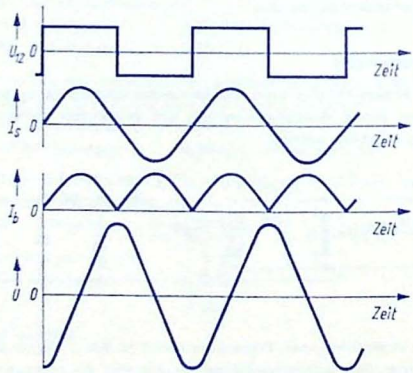


Bild 2

Bild 2 zeigt den zeitlichen Verlauf der in Bild 1 eingetragenen Spannungen und Ströme.

Die ausgeführte Schaltung

Bild 3 veranschaulicht die ausgeführte Schaltung eines mit einer Stabilisatorröhre zusammenarbeitenden Gegentakt-Gleichspannungswandlers. Der Gegentaktgenerator mit den beiden als Schalter wirkenden Transistoren T_1 und T_2 ist selbsterregt. Zum Rückkoppeln dienen die auf dem Kern der Wicklung w_1 für die Resonanzzweig-Induktivität L_1 angeordneten Wicklungen w_2 und w_3. In ihnen entsteht die Rückkopplungs-Urspannung, die gegen die Rechteckspannung und hiermit auch gegen die Collectorströme um 90° phasenverschoben ist.

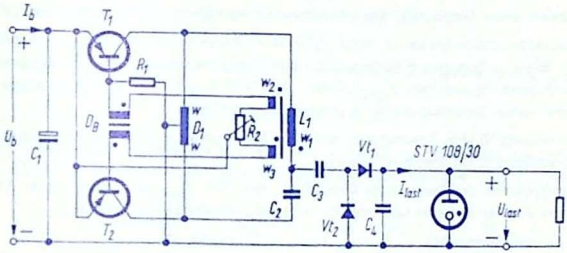


Bild 3

Die Rückkopplungsströme durchfließen die Wicklungen der Drossel D_B. Wegen der hohen Induktivität der Drossel D_B eilen sie der Spannung um fast 90° nach. Dadurch bekommen sie die zur Selbsterregung erforderliche Phasenlage. Damit genügend hohe Steuerströme zustande kommen, muß die Rückkopplungs-Urspannung entsprechend hoch gewählt werden.

Der Strom kann in jedem der beiden Basiszweige nur als (Sinus-)Halbwelle fließen. Deshalb wurde D_B als Doppeldrossel mit Bifilarwicklung ausgeführt. Mittels eines Einstellwiderstandes R_2 wird der zeitliche Verlauf der Collectorströme der Transistoren symmetriert.

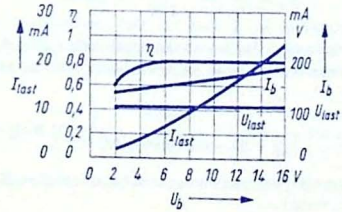


Bild 4

Die Rückkopplungswicklungen w_2 und w_3 sind wie erwähnt mit w_1 der Resonanzzweig-Induktivität L_1 gekoppelt. Hiermit erreicht man, daß die Werte der sich dabei ergebenden Basissteuerströme proportional der Resonanzspannung und so auch proportional den die Collectorzweige durchfließenden Strömen sind. Folglich kann man in dieser Schaltung die

Bedingung für optimale Ansteuerung der Transistoren außer für Nennlast auch in einem großen Belastungsbereich einhalten. Diese Bedingung lautet:

$$I_B = \frac{k}{B} \cdot I_C$$

k = Faktor 1,5 ... 5 B = Gleichstromverstärkungsfaktor für Emitterschaltung.

Bild 4 zeigt, wie die Betriebswerte von dem Wert der Speisespannung abhängen.

Berechnen eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers mit Stabilisator (Bild 3)

Gegeben seien: Nenn-Speisespannung $U_b = 12$ V, Ausgangsspannung $U_{last} = 108$ V bei $I_{last} = 16$ mA als Summe aus Verbraucher- und Stabilisatorstrom. Damit ist die Belastung des Gleichspannungswandlers $P_{last} = 108\,\text{V} \cdot 16 \cdot 10^{-3}\,\text{A} \approx 1{,}73\,\text{W}$ (die Ausgangsleistung der stabilisierten Gesamtschaltung liegt unter diesem Wert).

Arbeitsfrequenz 10 kHz, Transistoren mit $B = 20$ als unteren Wert des Gleichstromverstärkungsfaktors B für Emitterschaltung.

An den Klemmen der Symmetrier-Drossel D_1 muß für $P_{last} = 1{,}73$ W unter Berücksichtigung der Verluste eine Leistung P_1 von rund 2 W verfügbar sein. Mit

U_b	Speisespannung	12 V
U_{CErest}	Collector-Restspannung	0,3 V
$\triangle U_1$	auf Widerstände entfallende Teilspannung	0,4 V

beträgt die verfügbare Spannung $|U_b| - |U_{CErest}| - |\triangle U_1| = 11{,}3$ V. Der Grundwellen-Effektivwert U_1 ergibt sich aus der Rechteckspannung mit 11,3 V als Dachwert

$$U_1 = 2 \cdot \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot 11{,}3\ \text{V} \approx 20\ \text{V}$$

Aus U_1 und der Leistung P_1 folgt der zugehörige, zu D_1 parallel geschaltet zu denkende Lastwiderstand R_1 zu

$$R_1 \approx \frac{U_1^2}{P_1} = \frac{(20\ \text{V})^2}{2\ \text{W}} = 200\ \Omega$$

Die Einzel-Blindwiderstände R_{bl} des Resonanzzweiges sollen etwa 2 ... 3 mal so groß gewählt werden. Man bekommt bei einer Arbeitsfrequenz $f = 10$ kHz für $R_{bl} \approx 500\ \Omega$ eine Kapazität

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{bl}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^4\,\text{Hz} \cdot 500\,\Omega} \approx 31{,}8\ \text{nF}$$

Wählt man für den Schwingkreis-Kondensator eine Kapazität $C = 30$ nF, dann erhält man für die zugehörige Induktivität

$$L_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot C_2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (10^4\ \text{Hz})^2 \cdot 30\ \text{nF}} = 8{,}5\ \text{mH}$$

und für die Einzelblindwiderstände des Resonanzzweiges $R_{bl} = 530\ \Omega$.

Die Windungszahl w_1 der Spule für die Induktivität L_1 ergibt sich bei dem gewählten Kern mit der Induktivitätskonstante $a_L = 400$ nH (Induktivität bezogen auf eine Wicklung mit einer Windung) zu

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_1}{a_L}} = \sqrt{\frac{8{,}5 \cdot 10^6 \text{ nH}}{400 \text{ nH}}} = \sqrt{\frac{850}{400} \cdot 10^4} \approx 146 \text{ gewählt } 140$$

Der Effektivwert I_1 des über den Resonanzkreis fließenden Wechselstromes beträgt:

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} = \frac{20 \text{ V}}{200\,\Omega} = 0{,}1 \text{ A}$$

Hiermit ergibt sich an jedem der beiden Resonanzzweig-Blindwiderstände eine Spannung von

$$U_{res} = 530\,\Omega \cdot 0{,}1 \text{ A} = 53 \text{ V}$$

Die Rückkopplungs-Urspannung $U_{r\ddot{u}}$ soll, wie erwähnt, ein Vielfaches der zur Basissteuerung der Transistoren erforderlichen Spannung sein. Gewählt wird $U_{r\ddot{u}} \approx 4\ V_{eff}$

Dazu gehört $$w_2 = w_1 \cdot \frac{U_{r\ddot{u}}}{U_{res}} = 140 \cdot \frac{4 \text{ V}}{53 \text{ V}} \approx 10$$

Die im Rückkopplungszweig liegende Basisdrossel D_B wird so bemessen, daß für die Basis jedes Transistors ein weit ausreichender Steuerstrom zustande kommt. Für den zu der vorgesehenen Leistung $P_1 = 2$ W gehörenden Strom $I_1 = 0{,}1$ A beträgt der Scheitelwert des jeweils eine Hälfte der Doppeldrossel D_1 durchfließenden Collectorstromes

$$\hat{I}_C = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_1 = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 0{,}1 \text{ A} = 0{,}28 \text{ A} = 280 \text{ mA}$$

Dazu ergibt sich mit $B = 20$ für den Basisstrom-Scheitelwert $\hat{I}_B$

$$\hat{I}_B = k \cdot \frac{280 \text{ mA}}{20} = k \cdot 14 \text{ mA}$$

Der Faktor k ist im vorliegenden Fall mit etwa 2 ... 5 zu wählen. Da von der Rückkopplungs-Urspannung $U_{r\ddot{u}}$ der Hauptteil, d. h. etwa 3,5 V_{eff} an der Induktivität der Basisdrossel D_B liegen, gehört zu einem Strom $\hat{I}_B = 56$ mA (entsprechend $k \approx 4$) eine Induktivität

$$L_{DB} = \frac{23{,}5 \text{ V}}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 56 \cdot 10^{-3} \text{ A}} \approx 1{,}4 \text{ mH}$$

Mit einem Kern M 20 aus Dynamoblech IV mit 0,3 mm Luftspalt ergibt sich hierzu die Windungszahl $w = 130$.

Die im Collectorkreis liegende Drossel D_1 wirkt als Spartransformator. Die darin auftretenden Verluste sind somit geringer als in einem Transformator mit getrennter Primär- und Sekundärseite. Für diese Drossel kann ein Kern aus Dynamoblech IV (ohne Luftspalt) gewählt werden. Für einen solchen Kern M 30 beträgt der Netto-Eisenquer-

schnitt A_{Fe} ungefähr 0,45 cm². Zu $U_1 = 11{,}3$ V (Rechteckspannung) gehört die Windungszahl einer Wicklungshälfte

$$w = \frac{U_1}{4 \cdot f \cdot A_{Fe} \cdot \hat{B}} = \frac{11{,}3\ \text{V}}{4 \cdot 10^4\,\text{Hz} \cdot 0{,}45\ \text{cm}^2 \cdot \hat{B}} \approx \frac{6{,}3 \cdot 10^4}{\hat{B}/\text{G}}$$

Für Arbeitsfrequenzen über etwa 500 Hz kann man mit Rücksicht auf ausreichend kleine Wirbelstromverluste bis zu dem Felddichte-Scheitelwert $\hat{B}$ gehen, der sich aus nachstehender, für Dynamoblech IV, Blechstärke 0,35 mm, geltender Faustformel ergibt:

$$\frac{\hat{B}}{\text{G}} = \frac{3500}{f/\text{kHz}} = \frac{3500}{10} = 350 \qquad \text{also} \qquad \hat{B} = 350\ \text{G}$$

Damit wird die Windungszahl w für die Hälfte der Wicklung der Symmetrier-Drossel D_1

$$w = \frac{6{,}3 \cdot 10^4}{350} \approx 180$$

Schaltteilliste zu Bild 3

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	4,7 kΩ	0,1 W
R_2	Draht-Einstellwiderstand	50 Ω	

Kondensatoren

C_1	Elektrolytkondensator	50 µF	12/15 V=
C_2	Styroflexkondensator	30 nF	500 V=
C_3	Papierkondensator	0,1 µF	250 V=
C_4	Papierkondensator	0,1 µF	250 V=

Drosseln

D_1 Drossel, Kern M 30 ohne Luftspalt, Dynamoblech IV, Blechstärke 0,35 mm
$2 \cdot w = 2 \times 180$ Windungen 0,3 mm CuL, bifilar gewickelt

L_1 Resonanzzweig-Spule mit Rückkopplungswicklung
Ferrit-Schalenkern (34 ⌀ × 28) mm, $a_L = 400$ nH
Material 1100 N 22, der Firma Siemens & Halske AG
$w_1 = 140$ Windungen 0,45 mm CuL
$w_2 = 2 \times 10$ Windungen 0,45 mm CuL

D_B Basisdrossel, Kern M 20 mit Luftspalt 0,3 mm, Dynamoblech IV, Blechstärke 0,35 mm
$2 \cdot w = 2 \times 130$ Windungen 0,20 mm CuL, bifilar gewickelt

Transistoren, Ventile, Stabilisator-Röhre

T_1, T_2	Transistoren	AC 117, paarweise ausgesucht
Vt_1, Vt_2	Siliziumdioden	OA 130
STV	Spannungs-Stabilisatorröhre	STV 108/30

Stichwörter-Verzeichnis

Hier sind Stichwörter aus dem TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I ... III aufgeführt. Die Seitenziffern erscheinen für **Band I** in Normaldruck, **Band II** in Fettdruck und für **Band III** in Kursiv-Druck.

A-Betrieb 310
AB-Betrieb 310
Abgebbare
Rauschleistung **77, 78**
Abgegebene Leistung *64*
Abgeschirmte Fassung 206
Abgleich
der AM-Zf-Kreise ... **155, 156, 157**
der FM-Zf-Kreise ... **155, 156, 158**
des Ratio-Detektors .. **155, 156, 158**
von Bandfiltern 151
von Oszillator
und Vorkreis **155, 157, 158**
Abgleichverfahren
für Rundfunkempfänger **154**
Absolute Bandbreite 145
Absoluter Betrag **15**
Pegel 9
Wert **15**
Absorptions-Frequenzmesser .. *186*
Abstrahlen
der Höhen 170
der Tiefen 166
Abtastsysteme, Schaltungen ... **106**
Abweichung, mittlere *35*
Standard- *35*
AC 129 im Kleinempfänger *291*
Achtermikrophone **101**
Additive Mischung 276
Admittanz-Matrix *21*
Äquivalente
Eingangs-Rauschleistung *154*
π-Schaltung **146**
Rauschleistung der Antenne .. **82**
Schichtdicke 104
Äquivalenter
Rauschleitwert *151*
Rauschvierpol .. *125, 126, 135, 149*
Rauschwiderstand *126, 137, 141, 151*
unkorrelierter
Rauschleitwert *126, 138, 143*
Äquivalentspannung *133*
Äquivalenz *89*
Äußerer lichtelektrischer Effekt . *236*
Äußere Induktivität 95
Steilheit *115*
Äußeres Produkt
zweier Vektoren **24**
AF 128 in Kleinempfänger *291*
Aktive Zweipole *63*
Aktiver Vierpol 35, 54, 214
Zweipol *98, 104*
Aktivität des Quarzes 334
Allgemeiner Vierpol 35, 45
Allglasröhren 202
Alphabet, deutsch **8**
griechisch **7**
AM-Empfänger
mit Transistoren *273, 283*
Amerikanische
Abkürzungen 59
Drahtlehren **26**
Einheiten 89
Standardreihen **10**
AM-Unterdrückung 297
AM-Zf-Kreise abgleichen .. **155, 157**
Angebotene Leistung **81**
Anlaufbereich **198**
Anode 203
Anodenbasis-Schaltung 217, 291

Anodeninduktivität 142
Anoden-Neutralisation 291
Anodenruhestrom-Streuung, reduzierte 134
Anodenstrom stabilisieren . 132, 135
-Mittelwert und -Hub 198
Anordnen der Röhren 205
Anormales Glimmen 172
Anschreiben von Gleichungen .. 52
Antenne
-Abschlußwiderstand 128
-Ankopplung 130, 235
-Breitbandzusammenschaltung 127
-Höhe, effektive 111
künstliche 154
-Nachbildung 169
-Physik 124
-Rauschleistung 81
-Rauschtemperatur 80
-Schmalbandzusammenschaltung 127
-Strahlungswiderstand 128
-Überhöhung 129, 158
-Urspannung 111
Antivalenz 89
Anzeigeröhre EAM 86 182
EM 87 .. 188, 191, 194
Anziehungskraft 41
Aperiodische Kopplung 224
Aperiodische Parallelresonanzschaltung 335
Aperiodische Schaltung 335
Arbeitseinheiten 91
Arbeitsfläche 105
Arbeitsfrequenz 322
Arbeitsfrequenzbereich 123
Arbeitsfrequenz des Quarzes .. 335
Arbeitsinhalt des Magnetfeldes 36
Arbeitskennlinien und Gegentaktbetrieb 314
Arbeitskontakte 72
Arbeitspunktverlagerung 269
Argument 56
Arithmetischer Mittelwert 17
der Meßwerte 29
Arithmetisches Mittel 16
Assoziatives Gesetz 89
Atmosphärisches Rauschen 80
Aufgenommene Leistung 64
Aufgespeicherte Arbeit und Blindleistung 38
Aufsprechverstärker, Frequenzgang, einstellen ... 111
Aufzeichnungswellenlänge 108
Augenblickswert 56
Augenblickswerte
als Funktion der Zeit 54
des durchlaufenden Winkels . 54
Ausgangs
-Element 73
-Impedanz 124
-Kurzschlußresonanz 142
-Leitwert 44
-Leitwert, Imaginärteil .. 150, 153
-Widerstand 44, 99, 106
Ausgangsübertrager
Drahtdurchmesser 177
Eintakt-Endstufe 178
Eisenquerschnitt 174
Ersatzschaltung 174
Felddichte-Scheitelwert 174
für Transistoren 359
Gegentakt-Endstufe 179
Querinduktivität 174
Streuinduktivitäten 178
Wicklungsausführung 178
Windungszahl 176, 177
Aussteuerung und Frequenzgang 111
Aussteuerungsanzeiger 317
Austasten der Störungen 213
Austrittsarbeit 91
Automatische Gittervorspannung 132
available gain 110
Avalanche Effekt 251
AVC-Spannung 262

BA 101 im UHF-Tuner 263
Bahnwiderstand 254, 263
Bandbreite ... 117, 145, 154, 246, 293
Bandbreite der Zf-Filter 285

Bandfilter für Zf
Aufbau und Abgleich 151, 157
Kernstellung 152
mehrkreisige 157
Regelbarkeit der Bandbreite . 152
Schaltungen 151
Selektionskurven 155
Spulen, Wickelsinn 152
Stufenverstärkung 295
Teilspule 152
Übertragungseigenschaften .. 153
Werte 160, 162
zweikreisige 153
Bandfluß,
remanenter magnetischer **113**
Bandfluß-Frequenzgang,
Normen **108**
Bandtypen **116**
Bandwellenlänge **108**
Basis 351
Basis- und Emitterschaltung,
Vergleich **247**
Baß-Reflex 168
B-Betrieb 310
Begrenzungswiderstand **184**
Begriffe der Fehlerrechnung ... 29
physikalischen Größe 52
Bel 7
Belasteter Vierpol 41, 44
Beleuchtungsstärke 199
Belichtung 199
Berechnen
Ausgangsübertrager 178, 179
des Regelspannungsbedarfes **138**
eines Senders 247
Gegenkopplung 234
Netztransformator 185
Transistor Nf-Verstärker 373
Zf-Verstärker **253**
Bernoullische Ungleichung **14**
Beruhigung
der Betriebsspannung **241**
Bestwert 29
Betrag **15**
absoluter **15**
einer komplexen Zahl **15**
einer reellen Zahl **15**
eines Vektors **15**
Grundregeln für das Rechnen **15**
und Phase im Smith-Diagramm 45
Betriebsspannung, beruhigen .. **241**
Betriebsspannungen für
Oszillographen-Röhren 322
Bezugsfrequenz **113**
Bezugspegel **113**
Bezugspunkt für Spannungen .. 57
Biegerquarze 330
Bildrauschen **68**
Binär-Äquivalent 90
Binäres System 33
Binärzahl/Dezimalzahl 34
Binomial Koeffizienten 28
Binomische Reihe 27
Blechschnitte 177, 184, 192, 193, 194, 195, 360
Blindanteil **61**
Blindleistung **38, 66**
Blindröhre 221
Blindwiderstand **48**
Bogenentladung **172**
Bogenmaß 0°...4,9° 12
0'...50' 13
Boosterdiode **165**
Bremsgitter-Neutralisation 290
Brenner 202
Brennspannung **172**
Briggssche Logarithmen 15
Brückenschaltung
von Schaltkontakten 87
Brückenschaltungen in selbst-
schwingender Mischstufe . 284, 287
Buttler-Schaltung 336

Candela 199
Carcinotron 244
Cascodeschaltung,
Anodenstrom stabilisieren ... **135**
Cauchy-Schwarzsche Ungleichung **14**
cga-Rückwirkung 294

Collector 351
-Diode **197**
-Dioden-Sperrstrom **201, 202**
Colpittsschaltung 254, 267
Cosinus-Potenzen *11*
-Verlauf **55**

Daten der Nf-Signalquellen ... *106*
Dämpfungsdekrement 145
Dämpfungsfaktor 144, 155
Dämpfungskonstante **94**
Dämpfung von Leitungen 108
dB 7
D-Betrieb 311
Dehnungsfaktor **95**
Demodulationskennlinie **262**
Demodulator
und Regelschaltung *279*
Demodulator-Schaltung *287*
Determinante
Begriff *57*
Rechenregeln 58
Rechnung *55*
umformen *67*
Deutsches Alphabet **8**
Dezibel 7
Dezibel-Neper-Tafel 12
Dezimaläquivalent *90*
Dezimalzahl/Binärzahl 34
Dickenscherschwinger 331
Dielektrikum 147
Differentialoperationen **19**
Differentialquotient 16
Differentialrechnung 16
Differentiationsregeln 16
Differentiation von Vektoren .. **25**
Differenzvektor **23**
DIN-Bezugsbänder **113**
-Reihen **10, 11**
Diodengleichrichter 352
Dipol
Ganzwellen- 125
Halbwellen- 124
Halbwellenfalt- 124
Dipolspannung und Feldstärke *111*
Direkt geheizte Kathoden 202
Direktor 127
Disjunktion *89*
Disjunktive Normalform *89*
Diskret-Veränderliche *34*
Distributives Gesetz *89*
Doppelindizes an Zählpfeilen . *56*
Doppelleitungen
Arten 106, 109
Induktivität *96*
Kapazität 113
Leitungsdämpfung 108
Wellenwiderstand 106
Doppelspielband **118**
Doppelspur **118**
Doppelverstimmung 144
Doppelweggleichrichter 181
Doppler-Effekt 173
Drahtantenne 129
Drahtdurchmesser 177
Drahtlehren **26**
Drahtringe, Induktivität *97*
Drahttabelle 196, 197, 361
Drehkupplungen **98**
Drei-dB-Leistungsteiler *156*
Dreifaches Vektorprodukt **25**
Dreipol,
vollständige Leitwert-Matrix . *21*
Dreipunktschaltung 269
Dreischenkelkern 182
Drosselkupplungen **97**
Drosseln, Näherungsformeln .. 98
Drossel ohne Eisenkern 99, 100
Druckeinheiten 91
Durchbruch-Mechanismus *251*
Durchbruch-Spannung **199,** *252*
Durchlaßkurve, Europa-Norm .. 121
Durchmesser von Drähten .. 196,197
Durchschnittlicher Fehler *31*
Durchstimmbarer Zwischenkreis **224**
Dynamische
Kapazitätsänderungen
und deren Kompensation .. 301
Dynoden *234*

EAM 86, Anzeigeröhre 182
ECH 84
in Impuls-Abtrennschaltung .. 207
in Sinus-Generatorschaltung . 214
ECL 86 als Nf-Verstärker 224
ECO-Schaltung 254
Eco-Schaltung 254
Effektive Antennenhöhe 111
Rauschzahl 82
Effektivstrom der Kathode 161
Effektivwert 17, 56
Effektivwertzeiger 60
EI-Blechschnitte ... 177, 192, 193, 360
Eichen des Rauschmeßverstärkers 157
Eichoszillator für 100 kHz 271
für 1 MHz 268
Eigenkapazität von Spulen 102
Eigenrauschen
des Meßverstärkers 157
Eigenresonanz des Lautsprechers 168
Eigenstreufeld 130
Eigentlicher Sperrbereich 199
Eigenwelle von Spulen 102
Eindringtiefe 104
Einfache Verstimmung 144
Einfluß des Tangensfehlers 199
Einfügungs-Leistungsverstärkung 110
Eingangselement 73
Eingangs
-Impedanz 123
-Kurzschlußresonanz der Röhre 141
-Leistung, rauschäquivalente . 72
-Schaltungen für 400...1000 MHz 141
-Symmetrieverhältnis 124
Eingangskreise 161
Eingangsleitwert 41, 211
Eingangs-Rauschleistung,
äquivalente 154
Eingangsschaltung
mit Transistor 351
Eingangsstufe 313
Eingangsüberhöhung 129
Eingangswiderstand 41
Eingangswiderstände
von Leitungen 110
Eingangswindungszahl 176
Einheitengleichungen 55
Einheit, imaginäre 60
Einheiten
Arbeit 91
Beleuchtungsstärke 200, 201
Druck 91
Kraft 90
Leistung 90
Leuchtdichte 199, 201
Lichtstärke 199
Lichtstrom 199
Raumwinkel 200
Einheitshyperbel 13
Einheitskreis 13
Einsattelung 154
Einströmung 101
Einkanal-Nf-Verstärker 224
Eintakt auf Gegentakt,
Übergang 278
Eintakt-Gleichspannungswandler 329
Eintaktschaltanordnung 74
Einteilungen, logarithmische ... 9
Eintakt-Endstufe 178, 304
Einweggleichrichter 181
Einzelkreis-Stufenverstärkung .. 293
Einzelwert 38, 39
Eisenkern mit Luftspalt 93
Eisenquerschnitt 174
Eisenweglänge 176
Elektrische Antenne 129
Elektroakustische Eigenschaften
der Magnettonbänder 117
Elektron
im elektrischen und
magnetischen Feld 132
im magnetischen
Wechselfeld 140, 142
im stationären Magnetfeld 136, 138
Elektronenbahn 134, 137
Elektronenbewegung 135, 138
Elektronen-Röhren, Aufbau 202
-Steilheit 113
Elektronische Admittanz 133, 134, 148
Bandbreite 246

Kapazität 134
Elektrothermische Spannungsreihe 92
Elektrochemische Spannungsreihe 92
Element einer Schaltanordnung 73
Elliptische Schrift 105
EM 87, Anzeigeröhre .. 188, 191, 194
Emissionsschicht 202
Emission, thermisch 172
Emitter 351
-Basisschaltung, Vergleich ... 247
-Diode 197
-Diodensperrstrom 202
Empfangsantennen 124
Empfindlichkeit 237
Empfindlichkeitsverteilung 238
Endstufen
Eintakt- 304, 224
Gegentakt- 314
„end-to-end"-Bauweise 261
Englische
Abkürzungen 59
Einheiten 89
Englische Drahtlehren 26
Entdämpfen des Mischstufeneingangs 274
Ent-Ionisierungszeit 182
Entkopplungswiderstand 262
Entladung, selbständig 171
unselbständig 171
Entladungsstrecke, Zonen 172
Entwurf von Gleichspannungswandlern ... 322
Entzerren im Wiedergabeverstärker 110
Entzerrung bei Magnettonaufnahme und -wiedergabe . 108
Erde, Nachbildung 169
Ersatzspannungsquelle . 99, 102, 103, 104
Ersatzstromquelle . 101, 102, 103, 105
Erster Kirchhoffscher Satz 60
Erwartungswert 35, 38, 39
estimates 34
„et" 60
Europäische FS-Form 121
E-Winkel 98
Exemplarstreuungen 178, 205
Exklusives Oder 89
expectation 35
Exponentialtrichter 169

Fachausdrücke zur Physik und Technik der Halbleiter 298
Faktor j 24
Fakultäten 28
Faltdrahtbrenner 203
Farbcode,
allgemein 28
für Kondensatoren 30
für Widerstände 29
Farbiges Rauschen 67
Fassungen
abgeschirmte 206
Ausziehkraft 206
Eindrückkraft 206
federnde 206
Prüfen 206
Verdrahten 206, 207
Fassungs-Lehrdorn 206
Federnde Fassung 206
Fehlende Korrelation 121
Fehler 30
durchschnittlicher 31
-Fortpflanzung 33
mittlerer des arithmetischen Mittelwertes 31
mittlerer des einzelnen Meßwertes 31
normierter 32
-Rechnung, Begriffe 29
relativer 30
relativer durchschnittlicher ... 31
scheinbarer, eines Meßwertes 30
systematischer 30
wahrer, eines Meßwertes 30
wahrscheinlicher des arithmetischen Mittelwertes 31

wahrscheinlicher des einzelnen Meßwertes 31
zufälliger 30
Felddichte-Scheitelwert 174
Felder, Formeln 18
Feldstärke und Dipolspannung 111
Feldwellenwiderstand 96
Fernseh-Antennen 124
Fernseh-Bereiche 120, 96
Fernsehkanäle 96
Fernseh-Normen 121, 123
Ferrit-Antenne 130, 352
Filterquarze 329
Flachgitter 203
Flächenintegral eines Vektors .. 18
Flächenschwinger 331
Flußwandler 289, 291
Flußzeit 285
FM-Zf-Kreise abgleichen 155, 156, 158
„folded-back"-Anordnung 261
Folgewirkung 74
Formeln der Vektorrechnung 22
für Einzelkreise 254
für Felder 18
für Magnetfeld-Arbeitsinhalt 37
für transitional gekoppelte Zweikreisbandfilter 255
für Zf-Verstärker 253
Formelzeichen der physikalischen Größe ... 52
Formfaktor 17
Formgitter 203
Fortpflanzungsgeschwindigkeit in Leitungen 108
Fortschreitende Welle 95
Fourier-Reihen 29
Fraktile 37
Freiheitsgrad der Stichprobe .. 34
Freiwerdezeit 182
Fremdfeld-Einfluß 130
Fremdionisation 169
Fremdionisierung 169
Fremdspannung 126
Frequenzabhängige Gegenkopplung 232
Frequenzabhängigkeit der Rauschkenngrößen 153
der Rauschzahl 153
Frequenzbereich, Nf-Signalquellen 107
Frequenzgang des Aufsprechverstärkers 111
des Bandflusses, Normen 108
für Musikwiedergabe 224
für Sprachwiedergabe 224
und Aussteuerung 111
Frequenzänderungen, temperaturbedingt 146
Frequenzbeeinflussen beim Multivibrator 321
Frequenzbereiche der Musikinstrumente 164
des Gesanges 164
Frequenzen und Wellen 116
Frequenzhub 222
Funkeleffekt 131
Funktionen von n 7
Fußpunktkopplung 151

Gabelfeder 205
Ganzwellendipol 125
Gasgefüllte Photozelle 234
Gasverstärkung 236
Gaußsche Fehler-Verteilung . 31, 39
Gaußsche Fehler-Verteilung, Normalform 32
Gaußsche Zahlenebene 43
Gaußsches Fehlerintegral 33
Gegendiode 293, 294
Gegenkopplung .. 226, 258, 305, 368, 225, 315
Gegentakt auf Eintakt, Übergang 278
Gegentaktbetrieb Arbeitskennlinien 314
Ausgangsübertrager 179, 311
Endstufen 310
Gegenkopplung 239, 240

Gittervorspannung 317
mit Transistoren 358, **264, 274**
Gegentakt-Gleichspannungs-
wandler 333, 347
Gegenverknüpfung 89
Gehäuse
geschlossene 167
hinten offene 167
Generator 98
-Ersatzschaltungen 99
Geometriestreuungen **132**
Geometrisches Mittel **16**
Geometrische Reihe 27
Geräuschspannung **127**
Germanium-Dioden
im Ratiodetektor 300, **261**
im Ringmodulator 326
Vorteile 300
Germanium,
physikalische Eigenschaften .. 94
Gesang, Frequenzbereich 164
Geschwindigkeitsabweichung .. **107**
Geschwindigkeitsschwankung .. **107**
Gesetz, assoziatives 89
distributives 89
kommutatives 89
Getapert **99**
Getastete Regelung **140**
Getter 204
„Gewichte" 90
Gewicht von Drähten 196, 197
Gitter 203
-Ableitwiderstand .. 208, 209, 177
-Anlaufstrom 175
-Anodenkapazität 287
-Basisschaltung 216, 291
-Emission, thermische 202
-Neutralisation 288
Gitterbasisschaltung 144
Gitterinduktivität **142**
Gitterstrom 208, 209, 210
-Einsatzpunkt 208
-Kennlinien 208, 177
Gittervorspannung durch Gitter-
ableitwiderstand erzeugt 175
Gittervorspannung bei
Gegentaktbetrieb 317
Gleichgrößen 59
Gleichlaufzeichen, Europa-Norm 121
Gleichrichterschaltungen 181
Gleichrichtwert **17**
Gleichspannungsanzeige 183
Gleichspannungswandler
mit Transistoren **284**
Eintakt- 329
Entwurf 322
Gegentakt- 333, 347
bei Nennlast 337
6 V/25 V, 25 mA **294**
6 V/70 V, 5...10 mA **295**
6 V/1500 V, 0,5 mA **296**
Gleichstromleistung bei
Endstufen 304
Gleichstromsteilheit, reduzierte **134**
Gleichungen, anschreiben 52
Gleichungspaare der Vierpole . 38
Gleichverknüpfung 89
Glimmen, anormal **172**
Glimmstrecken-Spannungs-
stabilisator
Aufbau und Arbeitsweise 383
Brennspannung und Lebens-
dauer 389
Eigenschaften 383
Schaltung 384
Vorwiderstand 385
Graetzgleichrichter 181
Grenzempfindlichkeit **74**
Grenzfrequenzen **122**
Grenzfrequenz photoelektro-
nischer Bauelemente 238
Grenzkopplung **253**
Grenzspannung 252
Grenzwelle **88**
Grenzwellenlänge **88**
Griechisches Alphabet 7
„Grieß" **68**
Größengleichungen 54
Grundintegrale 17
Grundkoëffizienten der Vierpole 40

Grundlagen der vollständigen Leitwert-Matrix 22
Grundregeln der Schaltalgebra 79
Gruppengeschwindigkeit 88

Häufigkeit des Klassenwertes .. 30
eines Meßwertes ... 29
Häufigkeiten, relative 45
Häufigster Wert 29
Halbwellen
-Dipol 111
-Direktor 127
-Faltdipol 124
Halteschaltung 191
Harmonisches Mittel 16
Hartley-Schaltung 254
Hautwirkung 103
Heizfaden 202
Heizung der 2 C 39 A 267
Hf-Litze behandeln 105
Hf-Stufen-Stabilität 286
Hinderniskonzept 88
Hinterwandzellen 235
Hochfrequenz-
vormagnetisierung 317
Einfluß 111
Hochvakuum-Photozelle 234
Hörbares Rauschen 67
Hörkopf, idealer 110
tatsächlicher 110
Hörkopfspannung 110
Hörkurven 165, 68
Hohlleiter
als Leitung 94
Beispiele für Wellen 90
Verbindungselemente 97
Hohlleitertechnik,
Geschwindigkeiten und Wellenlängen 87
Grundbegriffe 83
Horizontal-Ablenk-Endstufe ... 159
Huth-Kühn-Schaltung 254
H-Winkel 98
Hyperbel-Funktionen 13

Idealer Hörkopf 110
Imaginäre Einheit 60
Komponente 60
Imaginärteil 60, 150
Imaginärteil des Korrelations-leitwertes bei Pentoden 151
Impedanzwandlerstufe 268
Impedanz-Wandlung 229
Impuls-Abtrennschaltung 207
-Former 219
Impulsbreite
bei Sperrschwingern 319
Impulsfolge bei Sperrschwingern 319
Impulsfolgefrequenz 321, 285
Indirekt geheizte Kathode 202
Induktivität
äußere 95
allgemein 93
Doppelleitung 96
Drahtringe 97
innere 95
koaxiales Kabel 96
Leitungen 95
Luftspulen 97
Induktive Kopplung 151
Induktiver Widerstand 100
Inklusives Oder 89
Innenwiderstand 99
Innere Feldemission 251
Kopplungen 143
Neutralisation 148
Rauschleistung 78
Steilheit 116
Wellenlänge 88
Innerer photoelektrischer Effekt 236
Inneres Produkt zweier Vektoren 23
insertion gain 110
„inside left" 104
Integralrechnung 17
Integrationsregeln 20
Integrationszeit 172
Intensitäts-Stereophonie 101
Intermodulation 173
Intermodulationsgrad 120
Internationale Reihen 10, 11

Interstellares Rauschen 80
Ionisierungsspannung 91
Ionisierungszeit 182
„ip" 60
Isolation des Gitters 208
Isolierscheibe 204

Kabel 96, 108, 113
Kaltkathoden-Glimmrelais 168
Kaltkathodenröhre 168, 184
Kanalzuordnung 104
Kapazität 112
  Doppelleitung 113
  elektronische 134
  Formeln 112
  koaxiales Kabel 113
  Kondensator 112
Kapazitätshub 263
Kapazitätsvariationsdiode 263
Kapazitiver Widerstand 114
Kathode 202
Kathodenbasis-Schaltung 215, 217, 144
Kathodeninduktivität 142
Kathoden-Effektivstrom 161
Kathode, virtuelle 133
Kathodenvorspannung 132
Kehr-Doppelwendel 203
Kelchfeder 205
Kennliniendarstellung negativer
  Zahlenwerte 47
Kennlinie
  der Wanderfeldröhre 243
Kennlinien mit logarithmischen
  Maßstäben 50
Kennlinienverlauf
  zur Glimmentladung 170
Keramik-Dielektrikum 147
Kernbezeichnungen 360
Kernstellung bei Bandfiltern ... 152
Kerntransformator 182
Kernwerkstoffe 184
Kernwiderstand 40
Kettenschaltung von Vierpolen . 45
Kippzündung 185

Kirchhoffscher Satz, erster 60
  zweiter 61
Klassen-Bestwert 30
  -Einteilung 38
  -Wert 30
  -Wert-Häufigkeit 30
  -Zahl 30
Klaviatur 164
Klemmenleistung 65
Klirrfaktor, Klirrgrad .. 226, 305, 120
Knotenregel für Ströme 60
Koaxiales Kabel 96, 108
  Dämpfung 109
  Induktivität 96
  Kapazität 113
Koaxial-Schwingkreise 260
Koëffizienten der Vierpole 49
Koëffizienten-Umrechnung ... 51, 52
Kollektor siehe Collector 351
Kombinations-
  Schaltanordnungen 74
Kombinierter Zf-Verstärker 250
Kommutatives Gesetz 89
Kompatibilität 101
Kompensation
  dynamisch 149
  statisch 149
  des Temperaturganges 149
Komplement 73
  -Kontakt 73, 77
Komplexe Leistung 66
  Spannungsverstärkung 41
  Werte 24
Komplexer Effektivwert 60
Korrelation 119
Korrelationsleitwert 125
Komponente
  imaginäre 60
  reelle 60
Kompressorsystem 170
Kondensator-Dielektrikum 147
Kondensator-Schaltungen
  Temperatur-Koëffizient 147
Konjugiert komplexe Größen .. 62
  komplexe Werte ... 26

Konjunktion 89
Konjunktive Normalform 90
Verbindung 89
Kontakt 72
-Netzwerke 72
-Parallelschaltung 75
-Reihenschaltung 75
-Spannung 178
Kontaktfederformen 205
Kontaktkupplungen 97
Konventionelle Stromrichtung .. 56
Kopfkopplung 151
Kopplung
aperiodisch 224
Fußpunkt- 151
induktive 151
Kopf- 151
kritische 153, 155, 253
normierte 153
optimale 253
Serienspulen- 151
transitionale 253
überkritische 153, 155
unterkritische 153, 155
zwischen Vor- und Mischstufe 239
Kopplungsfaktor 151, 153, 155
Korrelation
zweier Rauschgrößen 119
Korrelations-Admittanz 125, 138
-Leitwert 125
-Leitwert der Pentode 151
Krafteinheiten 90
Kreise und Bandfilter 158
Kreisfrequenz 55
Kreisgüte 144
Kritische Kopplung 153, 155, 253
Kreuzprodukt, mittleres 119
Kühlung der 2C39A 267
von Senderöhren 338
Künstliche Antenne 154
Kupferfüllfaktor 187
Kurzgeschlossene Leitung .. 110, 111
Kurzschluß
-Ausgangsadmittanz 240, 247
-Eingangsadmittanz 240, 242
-Fluß 113
-Punkt 98
-Steilheit 113
-Übertragungs-
admittanz 113, 115, 240
KW-MW-Eingangsschaltung ... 221

Ladungsträger-Lawine 251
Längsdämpfungskonstante 94
Längsschwinger 330
Langspielband 118
Laufzeitröhren 241
Laufzeitsteuerung 241
Laufzeitwinkel 212
Lautsprecher, Eigenresonanz ... 168
Lautsprecherweiche 279
Lautstärken in Phon 165
Lawinen-Effekt 251
Leck-Widerstand 199
Leerlaufpunkt 98
Leerlaufspannung messen 76
Leistung
abgegebene 64
angebotene 81
aufgenommene 64
Blind- 66
in komplexer Darstellung ... 64
Klemmen- 65
komplexe 66
Schein- 66
verfügbare 71, 81
Wechsel- 66
Wirk- 66
Leistungsanpassung und
Rauschzahl 74
Leistungseinheiten 90
Leistungsfrequenzgang 123
Leistungs-Resonanzkreise 142
-Störabstand 69
Leistungsverstärker-Normwerte 131
Leistungsverstärkung 41, 44, 240, 109
Leistungsverstärkungsmaß 110
Leiter, gestreckt,
Induktivität 95

Leitung, kurzgeschlossen .. 110, 111
offen 109, 111
Leitungen
Induktivität 95
Preisverhältnisse 109
Leitungsdämpfung 108
Leitwertmatrix 50, 21
vollständige, eines Dreipols . 21
Leuchtdichte 198, 201
Leuchtfeld 182
Lichtäquivalent 200
Lichtausbeute 199
Lichtbogen 172
Lichtempfindlichkeit 237
Lichtelektrische Zelle 234
Lichtelektrischer Empfänger 234
-Effekt, äußerer 236
Lichtquant 238
Lichtquelle, punktförmig 200
Lichtstärke 198
Lichtstrom 198
Linearer Generator 98
Vierpol 36, 122
Linienintegral eines Vektors ... 18
Löschgenerator mit Transistoren 313
Logarithmen, Briggsche 15
natürliche 18
Logarithmische Einteilungen ... 9
Logarithmische Maße 7
Luftkühlung 338
Luftspalt im Eisenkern 93
Luftspulen-Induktivität 97
Lumen 199
Lux 200

Mac Laurinsche Reihe 27
„Magic-T" 100
Magnetbandgeräte,
Begriffserklärung und Klassen 107
Magnetfeld
-Anziehungskraft 41
-Arbeitsinhalt 36
Blindleistung
und aufgespeicherte Arbeit 38
Einheiten 36
Formeln 37
Formelzeichen 36
Größen 36
Zahlenwerte 40
Magnetische
Ausstreuung 183
Einstreuung 183
Magnetische Eigenschaften
der Magnettonbänder 117
Magnettonbänder 116
Bandtypen 116
elektroakustische
Eigenschaften 117
magnetische Eigenschaften .. 117
mechanische Eigenschaften . 116
Spulen 117
Spurlagen 118
Magnettonverstärker
mit Transistoren 313
„man made noise" 80
Manteltransformatoren ... 182, 184
Maschenregel für Spannungen . 61
Maschenschaltung für Kontakte 87
Maßeinheiten, physikalische ... 90
Mathematisch positiver Sinn ... 58
Matrix
Anwendungsschema 24, 26
Begriff 55
der Grundschaltung 21
Kehrwert 56
singuläre 57
Matrize 21
Addition 55
Darstellung der Vierpole 49
Division 56
Gleichheit 55
Multiplikation 55
Max 14
Maximal abgebbare Spannung 107
Maximale Eingangsspannung .. 123
Maximal verfügbare
Leistungsverstärkung 110
maximum available gain 110
M-Blechschnitte 192, 193

Mechanische Eigenschaften
der Magnettonbänder **116**
Mechanisches Lichtäquivalent .. 200
Mehr-Ebenen-Antennen 127
Mehrtakt-Schaltanordnungen .. *74*
Meißner-Schaltung 254
Messen von Störungen *168*
der Störspannung *170*
der Störstrahlung *171*
Messen wichtiger Werte der
Horizontal-Ablenk-Endstufe . **159**
Meß-Rauschleistung *154*, *155*
Messung der Rauschzahl *154*
Meßverstärker, eichen *157*
Eigenrauschen . *157*
Meßwert *29*
Millimeter/Zoll 92
Min **14**
Minimalprodukt *90*
Minimale Rauschzahlen **75**
Minimalsumme *90*
Mischkollektive *44*
Mischschaltungen 276
Mischsteilheit 277
Mischstufe *276*, *285*
selbstschwingend 268, 273, **222, 237**
Mitlaufende Entladespannung . *311*
Mittel,
arithmetisches **16**
geometrisches **16**
harmonisches **16**
quadratisches **16**
Mittelwert
arithmetischer **17**
quadratischer **17**
Mittlere Abweichung *35*
Mittlerer Fehler *31*
Mittlerer Fehler des
arithmetischen Mittelwertes . *31*
einzelnen Meßwertes *31*
Mittleres Kreuzprodukt *119*
Modulationsarten 117
Modulatordämpfung 327
Multiplikative Mischung 276
Multivibrator 318
Musikinstrumente,
Frequenzbereiche 164
MS-Verfahren **101**
Multiplikation eines Vektors ... **23**

Nachbildungen der Antenne
und Erdleitung *169*
Nachstimm-Gleichspannung ... *263*
Nachweisgrenze *238*
Naturkonstanten *93*
Natürliche Logarithmen *18*
Näherungsformeln für Spulen
und Drosseln 98
Näherungsgleichungen 21
Negation *89*
Negative Schattenbreite *182*
Negative Zahlenwerte
in Kennliniendarstellung *47*
Negativer Gitterstrom 208
Nenn-Ausgangsleistung **119**
-Ausgangsspannung **119, 120**
-Eingangsspannung **123**
-Leistung **119, 120**
-Verstärkung **122**
Neper 9
Neper-Dezibel-Tafel 12
Netznachbildung *169*
Netztransformator
Berechnungsgang 185
Blechschnitte 184
Gleichrichterschaltungen 181
Kernwerkstoffe 184
Netzwicklung 181
Schutzwicklung 183
Streuungen 183
Transformatoreisen 182
Verluste 187
Wicklungsanordnung 182
Netzwerke 255
Neutralisation
innere **148**
der Zwischenbasisstufe 273
vollständige **143**
Neutralisations
-Brücke 288

-Faktor 289
-Schaltungen 286, 294
Neutralisieren
bei Transistoren 354
Nf-Ausgangsübertrager
Drahtdurchmesser 177
Eintakt-Endstufe 178
Eisenquerschnitt 174
Ersatzschaltung 174
Felddichte-Scheitelwert 174
für Transistoren 359
Gegentakt-Endstufe 179
Querinduktivität 174
Streuinduktivitäten 178
Wicklungsausführung 178
Windungszahl 176, 177
Nf-Eintakt-Endstufen 304
Nf-Gegentakt-Endstufe mit
Transistoren 358, **264, 274,** *296, 300*
Nf-Gegentakt-Endstufen 310
Nf-Signalquellen, Daten *106*
Nf-Verstärker mit ECL 86 ..... *224*
Nf-Verstärker *279, 293, 296, 300*
Gegenkopplungen 226
Nf-Verstärkerdaten
und ihre Messung **119**
Nichtkorreliert *119*
Nicht-Schaltung *76*
Normalband **115**
Normalform der Gaußschen
Fehler-Verteilung *32*
Normalfrequenz-Oszillatoren . 336
Normalkontaktpyramide *88*
-Verteilung *42*
-Verteilung der Fehler *31, 39*
Norm der Stereo-Schallplatte . **101**
Normierte
Kopplung 153
Summenhäufigkeit
der Meßwerte *29*
der Klassenwerte *30*
Variable *35*
Verstimmung 145, 153
Normierter Fehler *32*
Normreihen **10**
Normwerte
für Leistungsverstärker **131**
für Vollverstärker **131**
für Vorverstärker **131**
Nullanzeige *186*
Nullphasenwinkel **57**
Nullpunkt-Unterdrückung *262*
Nutzrauschleistung
des Rauschgenerators **72**

Oberwellenquarze 331
Oberwellen-Oszillator
für 100 MHz *271*
Oder
-Funktionen *75*
-Schaltung *75*
-Verknüpfung *89*
Offene Leitung 109, 111
Offene Leitungsenden,
Belastung im Idealfall **143**
Oktave **67**
Omega-Gang **108**
Operator, skalarer **20**
vektorieller **21**
Optimale Kopplung **253**
Rauschzahlen **75**
Oszillator-Brücke 284, **222**
Oszillatorkreise 159, 161
Oszillatorschaltungen
für Quarze 335
mit RC-Phasenschiebern 255
mit Schwingkreisen 254
mit Transistoren 267
Oszillatoren für Normalfrequenz 336
Oszillator und Vorkreis
abgleichen **155, 157, 158**
Ovalgitter 203
Ovalkolben 202

Parallelresonanzkreise 143
Parallelschaltung von Kontakten *75*
Parallelverzweigung **99**
Pascalsches Dreieck 28
Passiver Vierpol 35, 54
P-Blechschnitte 184, 194, 195

PC 86 in Eingangsschaltungen für 400...1000 MHz 141
PC 88, Pico-9-Röhre für 400...1000 MHz 164
Pegel
absolut 9
relativ 9
Pegelton 113
Pegelwerte, Europa-Norm 122
Permeabilität 93
Phase 56
Phasengang 126
Phasengeschwindigkeit 87
Phasenkonstante 95
Phasenschieber mit RC 255
Phasensymmetrie 308
Phasenumkehr 257
Phasenumkehrstufe 306, 265
Phon, Schallbeispiele 165
Photodiode 234, 236
Photoelektrischer Effekt, innerer 236
Empfänger .. 234
Photoelektrische Zelle 234
Photoelektronisches Bauelement 234
Photo-Element 235, 236
Photoleiter 234
Photoleistungszelle 234
Photometrische Begriffe und Einheiten 198
Photometrisches Lichtäquivalent 200
Photon 238
Photo-Transistor 235, 236
Photoresistor 234
Photo-Spannungszelle 235
Photo-Sperrschichtzelle 235
Photovervielfacher 234, 236
Photovervielfacher-Speiseschaltung 229
Photowiderstand 234, 236
Photowiderstandszelle 234
Photozelle 234, 236
Physikalische Größe, Begriff 52
Formelzeichen 52
Wert 52
Zahlenwert 53
Physikalische Konstanten 93
Eigenschaften von Germanium 94
Eigenschaften von Silizium ... 94
Maßeinheiten 90
Rauschquellen-Ersatzschaltung 148
Pico 9-Röhren in Eingangsschaltungen . 141, 164
Pico-Röhren, „Umgang" 205
Piezoelektrischer Effekt 329
Polarisationsdreher 99
Pond 90
Population 34
-Parameter 34
Positiver Gitterstrom 208
Positive Zählrichtung 57, 205
Postulate 89
Potenzen von Sinus- und Cosinus 11
power gain 109
Prallanoden 234
Prallelektroden 234
Primärstrahler 201
Primäre Zündung der Hauptstrecke 177
Prinzip der Stereo-Schallplatte 101
Prinzipschaltungen mit Kaltkathoden-Relaisröhren 184
Produkt aus innerem Produkt zweier Vektoren und einem dritten Vektor .. 24
Prüfen der Fassungen 206
Prüfung mit Sinusspannung 129
mit Rechteckspannungen 127
Punktförmige Lichtquelle 200

Quadranten 178
Quadratische Anordnung von Determinanten 67
Quadratischer Mittelwert 17
Quadratisches Mittel 16
Qualität der Nachricht 69
Quarz als Schaltelement 329
Quarzbelastung 337
Quarzdaten-Fachausdrücke 335

Quarze für die Nachrichtentechnik 329
Quarzersatzschaltung 332
Quarz-Oszillatoren
mit Transistoren 267
Quarz-Steuer-Oszillator
für 7 MHz 268
Quellenleistungen 109
Quellwiderstand 119, 106
Querdämpfungskonstante 94
Querinduktivität 174
Quer-Induktivität
des Ausgangstrafos 309
Querschnitt von Drähten ... 196, 197
Querschnittsformen
bei Hohlleitern 84

rad = Bogenmaß 12, 13, 14
Ratiodetektor
abgleichen 155, 156, 158
für 10,7 MHz 261
mit Germanium-Dioden . 300, 261
mit Röhren-Dioden 296
mit Transistor-Treiberstufe ... 261
Ratiofilter 160, 163, 261
Raumladungswolke 131
-Schwächungsfaktor 132
Rausch
-Abstimmung 129, 139, 153
äquivalente Eingangsleistung 72
-Anpassung 130, 139, 140, 153
-anpassung und Rauschzahl . 75
-Anteile 80
-Ersatzschaltung 133, 135
-Generator
Eichung 71
Nutzrauschleistung 72
Störrauschleistung 71
-Kenngrößen 127, 137
-Kenngrößen der neutralisierten Pentode 150
-Kurzschlußströme der Pentode 146
-Leistung
abgebbare 77
äquivalente der Antenne .. 82
innere 78
-Leitwert, äquivalenter,
unkorrelierter 126, 138, 143, 151
-Meßgenerator 155
-Meßverstärker 155
-Quellen-Ersatzschaltung der
Pentode 148
-Spannungen 117, 133
-Spannungsquelle 76
-Stromquelle 76
-Ströme 117
-Ursache 131
-Urstrom, äquivalenter 129
-Urstrom, totaler 129
-Vierpol,
äquivalenter 125, 126, 135, 149
-Widerstand,
äquivalenter 126, 137, 141, 151
-Zahl ... 69, 72, 73, 81, 82, 127, 129
der Pentode 152, 153
für Leistungsanpassung 74
für Rauschanpassung 75
messen 70, 154
minimale 75
Minimum 140
optimale 75
spektrale 128
zusätzliche 129, 145
Rauschen,
atmosphärisches 80
auf dem Fernsehbildschirm .. 68
bei hochfrequenter
Übertragung 68
bei Signalübermittlung 67
einer Pentoden-Stufe 146
einer Triodenstufe 131
farbiges 67
hörbares 67
interstellares 80
Rauschzahlen 69
Wahrnehmung 67
weißes 67
Rauschende
lineare Vierpole 122

RC-Netzwerke 256
RC-Phasenschieber 255
Reaktanzröhre 221
Reaktanzvierpol 35
Realteil 60
des Korrelationsleitwertes bei Pentoden 151
Rechenregeln
für Determinanten 58
für Faktor j 24
für komplexe Werte 25
Rechnen
mit Beträgen 15
mit dB 8
mit Matrizen und Determinanten 55
Rechteckspannungen, Prüfungen mit 127
Redundanz 90
Reduzierte
Anoden-Ruhestromstreuung .. 134
Gleichstromsteilheit 134
Rauschspannung 133
Reelle Komponente 60
Referenz-Diode
als Brummsieb 257
-Dioden 250
-Spannung 252
Reflektor 126
Reflexklystron 246
Regeln
für Differentiation 16
für Integration 20
für Kettenschaltung 47
für Serienschaltung 45
für Vorzeichen 25
Regelleistung 230
Regelspannungsbedarf 138
Regelung
getastete 140
steiler Röhren 138
verzögerte 139
Regelschaltung und Demodulator 279, 288
Reihe der Determinante 67
Reihen
amerikanische 10, 11
DIN 10, 11
internationale 10, 11
RETMA 10
wichtige 27, 29
Reihenschaltung
von Kontakten 75
Reinmetallkathoden 174
Relaisröhren
mit kalter Kathode 168
Relais-Überspannung 193
Relative Bandbreite 145
Häufigkeiten 45
Häufigkeit des Klassenwertes 30
Häufigkeit eines Meßwertes . 29
Permeabilität 93
Summenhäufigkeit
der Klassenwerte 30
der Meßwerte 29
Relativer Fehler 30
durchschnittlicher Fehler 31
Pegel 9
Remanenter
magnetischer Bandfluß 113
Resonanz-Drossel 100
-Kreise 143, 146
-Kreisfrequenz 144
-Widerstand 144
Reststrom
der Collector-Emitterstrecke . 203
RETMA-Reihen 10
Reversibel 252
Reziproke Selektion 155
Ringkerntransformator 183
Ringmodulator 326
Rosenthal-Kondensatoren 147
-Spulen 148
Röhren
als aktiver Vierpol 214
als Blindwiderstand 221
Anordnen 205
Ausgangs-Kurzschlußresonanz 142
Eingangs-Kurzschlußresonanz 141
Eingangsleitwert 211

Eingangsschaltungen mit PC 86 **141**
mit PC 88 *164*
Elektronenwellen- 244
Fassungen 205
Horizontal-Ablenkstufe **159**
Innere Kopplungen **143**
Magnetfeld- 244
Nf-Eintakt-Endstufen 304
Laufzeit- 241
Oszillator-Schaltungen .. 254, 255
Phasenumkehr mit EBC 91
und ECC 83 306
Ratiodetektor 296
Regeln steiler Röhren **138**
Relaisröhren **168, 184**
Rückwärtswellen- 244
Schwing- und Verstärkerstufen
mit 2 C 39 A und 2 C 40 260
Trift- 245
UKW-Teil
mit DC 90 und DC 96 268
mit ECC 85 272
Ultralinearschaltung 240
„Umgang" mit 205
Wanderfeld- 242
Röhrendioden-Vorteile 300
Röhrenschaltungen/Transistor-
schaltungen 351
Röhrenschaltungen-Vierpol-
Ersatzbilder 215, 216, 217, 218
Röhrenstufe
als Ersatz-Spannungsquelle .. *103*
als Ersatz-Stromquelle *103*
und Zählrichtungen *102*
Rücklaufspannungen **166**
Rückwärtssteilheit *240, 243*
Rückwirkung 75
Rückwirkungsleitwert 40
Rückwirkungswiderstand 40
Ruhekontakt
in der Reihenschaltung 76
Ruhekontakte 72
Ruhewiderstand
des Kohlemikrophons *106*
Rundfunkbereiche 120
Rundfunkempfänger-
Abgleichverfahren **154**
Rundkolben 202

Sättigungsabschnitt **170**
Schabefeder 205
Schätzwert *29, 34*
Schallabstrahlung 166
Schallbündelung 171
Schallrillenmodulation **102**
Schallstrahlenkrümmung 172
Schallwände 166
Schaltalgebra 72
Symbole 79
Grundregeln 79
Schaltanordnungen 72
Einteilung 74
Schaltbefehl 74
Schalterdiode **165**
Schaltfrequenz 182
Schaltungen der Vierpole 48
Schaltungsalgebra 72
Schaltungsbeispiele
AM-Empfänger *273, 283*
Gleichspannungswandler **284, 294, 295, 296,** *322, 329, 333, 337, 347*
KW-MW-Eingang **221**
Messen der dynamischen
Transistorkennwerte 343
Mischstufen 278, 351
Nf-Gegentakt-Verstärker mit
Transistoren 357, **264, 274,** *296, 300*
Oszillator mit RC-Phasen-
schieber 259
Quarzoszillatoren 335, *267*
Ratiodetektor
mit Germanium-Dioden ... 300
mit Röhren-Dioden 299
mit Transistor-Treiberstufe . **261**
selbstschwingende Mischstufe
und Zf-Verstärker mit
Transistoren 350
Stromversorgung von
Oszillographen-Röhren 322

Übergang Eintakt auf Gegentakt 306
UKW-Teil
mit DC 90 und DC 96 270
mit ECC 85 272
mit Transistoren 234
Wobbler für 10,7 MHz 224
Zf-Verstärker
mit Transistoren 350, 247
Schaltstufe 219
Schaltzeichen für photoelektronische Bauelemente 235
Scharfabstimmung mit BA 101 .. 263
Schattenbreite, negative 182
Schattenstreifen 182
Scheibenfuß 204
Scheinbarer Fehler eines Meßwertes 30
Scheinleistung 66
Scheitelwert 54
Schichtkathoden 174
Schirmgittergegenkopplung 230
Schirmgitter-Neutralisation 291
Schirmgitterspannung 164
Schirmgitterverlustleistung 164
Schlechtes Vakuum 209
„Schnee" 68
Schneidfrequenzgang 106
Schottkysche Formel 131
Schroteffekt 131
Schutzwicklung 183
Schwarzer Körper 200
Schwebungsnullanzeiger 191
Schwingkreis 143, 146
Schwingneigung 334
Schwingquarze 329
Schwingschaltungen (Oszillatorschaltungen) 254, 255, 335, 221, 234
Schwing- und Verstärkerstufen mit Koaxialkreisen 260
Schwingungstypen in Hohlleitern 84
Seitenschrift 104
Sekundärstrahler 201
Selbsterregung, Sicherheit gegen 286
Selbstneutralisation 148
Selbstschwingende Mischstufe 268, 273, 284, 222, 237, 291
temperaturkompensiert 149
Selektion, reziproke 155
Selektionskurven für Bandfilter . 155
Sendearten
Bandbreiteformeln 118
Kennzeichnung 117
Serienresonanzkreise 143
Serien u. Parallelschaltung, umrechnen 69
Serienschaltung von Vierpolen 45
Serienspulenkopplung 151
Serienverzweigung 99
Sicherheit gegen Selbsterregung 286
Sicherheitsgrenze 37
Siedekühlung 338
Signalquellen-Nf 108
Signalverfolger 192
Signal- und Gruppengeschwindigkeit 88
Silizium, physikalische Eigenschaften 94
Singuläre Matrix 57
Sinus-Generatorschaltung 214
Sinus, Potenzen 11
Sinus-Verlauf 55
Skalar div 20
Skalarer Operator 20
Skalarfeld 18
Skalaresprodukt zweier Vektoren 23
Skineffekt 94, 103
Smith-Diagramm 42
Anwendungsbeispiel 49, 51
Aufbau des Liniennetzes 44
Betrag und Phase 45
Darstellungsweisen 44
Konstruieren des Liniennetzes 51
Umwandeln:
Reihen und Parallelschaltung 48
Widerstands-Parallelschaltung 47
Widerstands-Reihenschaltung 46

Soll-Abschlußwiderstand .. **119**, *107*
Spalte einer Determinante *67*
Spaltfunktion **110**
Spanngitter 203
Spannungsfrequenzgang **122**
Spannungsgegen-
kopplung 227, 228, 231, 232
Spannungsstabilisator
Aufbau und Arbeitsweise ... 383
Brennspannung und Lebens-
dauer 389
Eigenschaften 383
Schaltung 384
Vorwiderstand 385
Spannungssprung **261**
Spannungsreihe,
elektrochemische *92*
elektrothermische *92*
Spannungs-Störabstand **69**
Spannungsverstärkung **122**
komplex 41, 44
Spatprodukt dreier
Vektoren **24**
Speisespannung der Mischstufe
stabilisieren **243**
Speiseschaltung
für Photovervielfacher *229*
Spektrale Empfindlichkeits-
verteilung *238*
Spektralintensität *119*
Sperrbereich, eigentlicher **199**
Sperrflanke *214*
Sperrflanken-Anstiegszeit *215*
-Steilheit *215*
Sperrschichttemperatur **213**
Sperrschichtzelle *235*
Sperrschwinger 318
Sperrspannung *252*
Sperrung *74*
Sperrwandler **285, 286**
Sperrzeit **285**
Spitzenleistung **123**
Spulen für Magnettonbänder .. **117**
Spulen
Bandfilter, Wickelsinn 152
Eigenkapazität 102
Eigenwelle 102
Güte 144
Näherungsformeln 98
temperaturkonstanter
Resonanzkreise 147
Spurlagen **118**
Stabdurchmesser
bei Antennen 128
Stabilisator im Gleichspannungs-
wandler *347*
Stabilisieren
des Anodenstromes **132**
des Collector-
Ruhestromes **205, 213, 218**
durch Emitterwiderstand **207**
niedriger Gleichspannungen . *258*
der Mischstufen-
Speisespannung **243**
durch Spannungsteiler
und Emitterwiderstand **209**
höherer Spannungen 388
in 2 Stufen 389
niedriger Spannungen 388
von Transistor-Endstufen **218**
von Wechselspannungen *260*
Stabilisierung des Transistor-
Arbeitspunktes 366
Stabilität der Hf- und Zf-Stufen 286
Stahlstiftphantom 207
Standard-Abweichung *31, 35*
Standardband **118**
standard deviation *35*
Standardisierte Variable *35*
Standardprodukt *90*
Standardsumme *89*
Starter **168**
Starterspannungsquellen **186**
Starter-Vorspannung **184**
Statische Steilheit *113*
Statistische Sicherheit *37*
Steilanstieg des Sperrstromes .. *252*
Steilheitsbegriffe *113, 116*
Steile Röhren, stabilisieren
des Anodenstromes **132**

Sterad, Steradiant 200
Stereoaufnahmen
auf Magnettonband 118
Stereo-Schallplatte,
Prinzip und Norm 101
Stereo-Wiedergabe-Verstärker 274
Sternschaltung von Kontakten .. 87
Stetig-Veränderliche 34
Steuerflanke 214
Steuergitter-Neutralisation 288
Steuerspannung 133
Steuerstrecke 134
Stichproben 34
-Ergebnis 36
-Mittelwert 34
-Streuung 34
Stiftricht-Vorrichtungen 207
Stilb 199
Stochastische Variable 34
Störabstände 69
Störrauschleistung
des Rauschgenerators 71
thermische 155
Störungen austasten 213
messen 169
Störspannung messen 170
Störstrahlung messen 171
Stoßionisation 171
Strahlergruppen 171
Strahlungskühlung 338
Strahlungswiderstand
bei Antennen 128
Streubereich
des Anodenruhestromes 132
Streuinduktivitäten 178
Streuung 35
Streuungen 183
Streuungs-Quadrat 35
Strombelastbarkeit
von Drähten 196, 197
Strom-Flußwandler 285, 289
Stromflußwinkel 247, 162
Stromgegenkopplung 227, 229
Stromrichtung, konventionelle .. 56
Stromverdrängung 105
Stromversorgung
bei Gegentaktbetrieb 315
von Oszillographenröhren .. 322
Stromverteilungs-Rausch-
Urstrom 146, 147
Stufenverstärkung
mit Bandfilter 295
mit Einzelkreis 293
STV 108/30 im Gleichspannungs-
wandler 347
STV 500/0,1
Anwendungsbeispiele 229
Subminiaturröhren 202
Submin-Transistoren
AF 128 und AC 129 291
Summenhäufigkeit
der Klassenwerte 30
der Meßwerte 29
normierte 29
relative 29
Summenvektor 23
Summierwandler 285, 292
Symbole der Schaltalgebra ... 79
Symmetrischer Vierpol 36, 54
Systematischer Fehler 30

Tafel der
Briggsschen Logarithmen 15
natürlichen Logarithmen 18
Tatsächlicher Hörkopf 110
Tatsächliche
Leistungsverstärkung 109
Taylorsche Reihe 27
Teildämpfung 327
Teilkorrelation 121
Temperaturabhängigkeit
bei Halbleitern 199, 206
Reproduzierbarkeit 146
Temperaturdurchgriff 206
Temperaturgang-Kompensation 149
Temperaturkoëffizient
von Kondensatorschaltungen . 147
der Referenzspannung 254
des Zenerwiderstandes 254

Temperaturkompensation von Kreisen 148
Temperaturkonstante Resonanzkreise 146
Temperaturstabilisierung der Transistor-Gegentaktendstufe 363
Temperaturspannung *176*
Temperaturunabhängigkeit erreichen 146
Temperatur und Verlustleistung **214**
Term *89*
Theoreme *89*
Thermische Emission **172**
Gitteremission 209
Stör-Rauschleistung *155*
Thermischer Widerstand *255*
Thyratron mit kalter Kathode .. **168**
Tiefenschrift **104**
Toleranz **10**
Toleranzen, Europa-Norm 122
Tonabnehmersysteme, Schaltungen **106**
Tonsäulen 172
Trägermultiplikation *251*
transducer gain *110*
Transformatorbemessung *202*
Transformatoreisen 182
Transformationsfaktoren der PC 86 ..... **152**
Transformatorloser Transistor-Nf-Verstärker **264**
Transmissions-Konzept *88*
-Funktion *89*
Transistor
Arbeitspunkt stabilisieren 366
Betrag der Steilheit 342
Eingangswiderstand 343, 347
Formeln für Zf-Verstärker **253**
Gegentakt-Ausgangs-übertrager 359
Gegentakt-B-Endstufen *296*
Gegentakt-Endstufe 358
Gleichspannungswandler **284, 329**
Güte beurteilen **197**
Innenwiderstand 344, 347
Kennwerte
für Emitterschaltung **194**
Komplexe Rückwirkung 345
KW-MW-Eingangsschaltung . **221**
Messen der dynamischen Kennwerte 342
Mischstufe, selbstschwingend . 350, **222**, 237
Neutralisation 354
Nf-Verstärker 300
für hohe Wiedergabegüte . **264**
Ratiodetektor für 10,7 MHz .. **261**
Regelung eines KW-MW-Empfängers **230**
Stabilisieren des Collector-Ruhestromes **205, 213**, 218
Stabilisieren von Endstufen für A-Betrieb **218**
statische Kennwerte **201**
Steilheiten *114*
Stromverstärkung 346
Temperatur-Stabilisierung ... 363
Treiberstufe **261**
mit Gegenkopplung 368
ohne Gegenkopplung 367
Treiber-Transformator 364
UKW-Baustein **234**
Verlustleistung 358
Verstärker
für Stereo-Wiedergabe ... **274**
Vierpolkoëffizienten **194**, 240
Vierpolparameter **194**, 240
Vorstufe 369
Zf-Verstärker 352, **247**
Transistorschaltungen/Röhrenschaltungen 351
Transitionale Kopplung **253**
Transistorstufe
als aktiver Zweipol *104*
als Ersatz-Spannungsquelle . *104*
als Ersatz-Stromquelle *105*
Treiberstufe
mit Transistoren 367, 368, **261**
Treibertransformator 364
Triodenstufe, Rauschen *131*

Übergang 50 Hz auf 60 Hz 189
Übergang von Eintakt auf Gegentakt 306, 278
Übergangsbereich 199
Überkritische Kopplung 153, 155
Überlappung 182
Übernahmekennlinie 175, 180
Überspannungsschutz für Spannungsmesser 262
Übertragungsarten 117
Übertragungs
-Admittanz 113
-Admittanz, rückwärts 240
-Admittanz, vorwärts 240
-Leitwert 41, 44
-Leistungsverstärkung 110
-Widerstand 41, 44
UKW-Antennen 124
-Baustein mit Transistoren ... 234
-Mischstufe 268, 272, 284
-Teil, DC 90 und DC 96 268
ECC 85 272
Ultralinearschaltung 240
Umfang der Stichprobe 34
Umformen von Determinanten . 67
„Umgang" mit Pico-Röhren 205
Umgebungstemperatur 213
Umkehrbarer Vierpol 36, 54
Umrechnen
der Koëffizienten 51, 52
für komplexen Widerstand .. 69
Neper in Dezibel 11
zwischen Serien- und Parallelschaltung 69
für Widerstand und Induktivität 71
für Widerstand und Kapazität 70
Umschalter 87
Umwandeln:
Reihen- und Parallelschaltung 48
Umwandlerkennlinie 262
Und-Schaltung 75
-Funktionen 75
-Verknüpfung 89
Unerwünschte Frequenzen unterdrücken 328
Ungleichungen 12
Unterdeterminante 68
Unverzögertes Zünden durch Schalten 187
Urspannung 99, 106, 111
Urspannung messen 76
Urspannungsquelle 99
Urstrom 101
Urstromquelle 101

Vakuum-Photozelle 234
Vakuum, schlechtes 209
Varactor-Diode 263
Varianz 35
Vektor
äußeres Produkt 24
Differentiation nach einem Skalar 25
Flächenintegral 18
geometrisches Bild und Komponenten 23
inneres Produkt 23
Linienintegral 18
Multiplikation 23
Produkt aus innerem Produkt 24
rot 20
skalares-Produkt 23
Spatprodukt dreier Vektoren . 24
vektorielles Produkt 24
Vektorfeld 18
Vektorgrad 19
Vektorieller Operator 21
Vektorielles Produkt zweier Vektoren 24
Vektorprodukt 24
dreifaches 25
vierfaches 25
Vektorrechnung, Formeln 22
Verbindungskupplungen 97
Verdrahten der Fassung 206
Verfügbare Leistungsverstärkung 110
Verfügbare Leistung 71, 81
Rauschleistung 77

Verhältnisgleichrichter . 296,300, **261**
Verkürzungsfaktor 108
Verluste im Transformatoreisen 187
Verlustfaktor 114
Verlustleistung und
Temperatur **214**
Verlustwiderstände 143, 144
Verlustwinkel 114
Versorzeichen **61**
Verstärker-
Nenn-Eingangsspannung *107*
Verstärker
zweistufig in Basisschaltung .. **247**
Emitterschaltung **248**
für Stereo-Wiedergabe **274**
Verstärkerstufen mit 2 C 39 A
und 2 C 40 260
Verstimmung
doppelte 144
einfache 144
normierte 145
Vertikal-Ablenkschaltung
mit Transistoren *305*
Vertikal-Ausgangstransformator
für PCL 85 ..... *196*
Vervielfachungs-Elektroden *234*
Verzerrer *219*
Verzerrungen 305
Verzögerte Regelung **139**
Verzögertes Zünden **188**
Verzögerungsleitung 242
Vierfache Vektorprodukte **25**
Vierpol
aktiver 35, 54
allgemeiner 35
Arten 35, 54
-Ausgangsleistungen *109*
belasteter 41
-Eingangsleistung *109*
-Ersatzschaltungen *122*
Ersatzschaltbilder der Röhre . 215
Gleichungspaare 38
Grundkoëffizienten 40
Grundsätzliches 35
-Kennleitwerte **145, 149**
Kettenschaltung 45
-Koëffizienten **194**
Koëffizientenbedingungen ... 54
Koëffizienten in Matrizen-
darstellung 49
Koëffizientenumrechnung .. 51, 52
-Leitwertgleichungen **144**
linearer 36
-Parameter **194**
passiver 35, 54
rauschende lineare *122*
Schaltungen 48
Serienschaltung 45
symmetrischer 36, 54
umkehrbarer 36, 54
Vierpole 65
Vierspur **118**
Viertelwellenleitung
als Wandler 111
Virtuelle Kathode *133*
Vollkorreliert *119*
Vollkorrelierte Rauschströme .. *120*
Vollständige
Leitwert-Matrix
eines Dreipols *21, 23*
Matrix 22
Neutralisation **148**
Widerstands-Matrix 22
Vollverstärker-Normwerte **131**
Vorionisierung **169**
Vorkreise 159
Vorkreis und Oszillator
abgleichen **155, 157, 158**
Vorstrom **171**
Vorstufe **235, 236**
Vorverstärker-Normwerte **131**
Vorwärtsteilheit *115, 240, 244*
Vorzeichenregeln 25
V-Wendel 203

Wärmewiderstände **213,** *255*
Wahrer Fehler eines Meßwertes 30
Wert *29*
Wahrscheinlichkeit *33*

Wahrscheinlichkeitsdichte 31, 35
Wahrscheinlichkeitspapier ... 40, 42
Wahrscheinlicher Fehler des
einzelnen Meßwertes 31
arithmetischen Mittelwertes .. 31
Wanderfeldröhre 242
Wasserkühlung 338
Wechselgrößen 59
zeitlich sinusförmig 54
Wechselleistung 66
Wechselspannungsanzeige 185
Wechselspannungs-
Stabilisierung 260
Wechselstromleistung
bei Endstufen 304
Wechselstromleitwert 145
Wechselstromwiderstand 145
Weißes Rauschen 67
Wellen und Frequenzen 116
Wellenwiderstand 106, 96
Wert der physikalischen Größe 52
Werte und Klassen 29
Wickelsinn von Bandfilterspulen 152
Wicklungsausführung 178, 182
Widerstand
induktiv 100
kapazitiv 114
Widerstand als Rauschquelle .. 76
Widerstandsmatrix 50
Widerstands-Parallelschaltung . 47
-Reihenschaltung 46
Widerstand von Drähten ... 196,197
Wiedergabeverstärker,
entzerren 110
Wiederholungsfrequenz 321
Windungen je cm² 176
Windungsschlußprüfer 194
Windungszahl 176, 177
Winkelfunktionen 13, 11
Winkelgeschwindigkeit 55
Winkelstücke 98
Wirkanteil 61
Wirkleistung 66
Wirkwiderstand 47
Wobbler für 10,7 MHz 224

X bei Zwischenbasis-Schaltung . 272
XY-Verfahren 101

Y-Parameter für Emitterschaltung 241

Zählpfeile 56
Zählrichtung 57, 56, 58, 102
für Spannung 57
für Strom 56
Zahlenwert
der physikalischen Größe ... 53
Zahlenwertgleichungen 54
Zeigerdiagramm 59
Zeile einer Determinante 67
Zeitlicher Verlauf des
Anodenstroms 196
Zeitschalter 188, 230
Zener-Dioden 250
-Effekt 251
-Knick 252
-Spannung 252
-Widerstand 253
Zentralwert 29
Zf-Bandfilter
Abgleichoszillator für 470 kHz 269
Aufbau und Abgleich 151, 157
Bandbreite 285
Kernstellung 152
mehrkreisige 157
Regelbarkeit der Bandbreite . 152
Schaltungen 151
Selektionskurven 155
Spulen, Wickelsinn 152
Stufenverstärkung 295
Teilspule 153
Übertragungseigenschaften . 153
Werte 160, 162
zweikreisige 153
Zf-Brücke 274, 284
-Stufenstabilität 286
-Verstärker mit Transistor 352
-Verstärkerstufen 293
Zf-Verstärker
in Basisschaltung 283

Formeln 253
für 10,7 MHz und 470 kHz 247
kombiniert 250
Zehnersystem 33
Zeitkonstante 145, 109
Ziehkapazität 333
Zoll/Millimeter 92
Zonen der Entladungsstrecke . 172
Zünden durch Wechselspannung 189
unverzögert durch Schalten .. 187
verzögert 188
Zündgrenzlinie 176
Zündkennlinie 176
Zündspannung 171
Zündübernahme-Kennlinie 176
Zündung der Hauptstrecke 177
Zufälliger Fehler 30
Zusätzliche
Rauschzahl 73, *139, 145, 152*
Zweier-System 33
Zweischenkeltransformator 182
Zweipole, aktive *63, 98*
Zweistufiger Verstärker in
Basisschaltung 247
Emitterschaltung 248
Zweiter Kirchhoffscher Satz *61*
Zweiweggleichrichter 181
Zweiwertige Variable *89*
Zwischenbasis-
Schaltung 218, 272, 291, *145*
Zwischenelement *73*
Zwischenkreis 159
Zwischenkreis,
durchstimmbarer 224
nicht abgestimmter 224
Zwischenschalt-Leistungs-
verstärkung *110*
Zwischenverstärker, dreistufig . 277
Zylindersymmetrische Welle ... 91
ZZ 1030, Anwendungsbeispiele . *229*

Inhalts-Verzeichnis nach Sachgebieten für TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I...III

A. Allgemeines

	Band	Seite
Deutsches Alphabet	II	8
Griechisches Alphabet	II	7
Normreihen	II	10
Logarithmische Einteilungen	II	9
Farbcode, allgemein	II	28
Farbcode für Widerstände	II	29
Farbcode für Kondensatoren	II	30
Wellen und Frequenzen	I	116
Frequenzbereiche der Musikinstrumente und des Gesanges	I	164
Die deutschen Rundfunk- und Fernseh-Frequenzbereiche	I	120
Fernseh-Bereiche und Kanäle	III	96
Im Funkdienst benutzte Sendearten	I	117
Fernsehnormen	I	121
Daten der NF-Signalquellen	III	106
Leistungsverstärkungen	III	109
Steilheitsbegriffe	III	113
Das Anschreiben von Gleichungen	III	52
Negative Zahlenwerte in Kennliniendarstellung	III	47
Zählrichtungen für Spannungen und Ströme	III	56
Schaltalgebra, eine Einführung	III	72
Amerikanische und englische Abkürzungen	I	59
Fachausdrücke zur Physik und Technik der Halbleiter	II	298

B. Mathematischer Teil

Betrag	II	15
Funktionen von n	III	7
Winkel- und Hyperbelfunktionen	I	13

	Band	Seite
Winkelfunktionen sowie Potenzen von Sinus und Cosinus ..	III	11
Komplexe Werte	I	24
Darstellung zeitlich sinusförmig verlaufender Wechselgrößen	II	54
Smith-Diagramm	II	42
Umrechnen zwischen Serien- und Parallelschaltung von Realteil und Imaginärteil einer Impedanz bzw. Admittanz ..	III	69
Ungleichungen	II	12
Näherungsgleichungen	I	21
Mittel und Mittelwerte	II	16
Begriffe der Fehlerrechnung	III	29
Stichproben	III	34
Zweiersystem	I	33
Schaltalgebra, eine Einführung	III	72
Formeln für Vektorrechnung	II	22
Formeln für Felder	II	18
Matrizen- und Determinantenrechnung	I	55
Umformen von Determinanten	III	67
Das Anschreiben von Gleichungen	III	52
Negative Zahlenwerte in Kennliniendarstellung	III	47
Zählrichtungen für Ströme und Spannungen	III	56
Differentialrechnung	I	16
Integralrechnung	I	17
Wichtige Reihen	I	27
Fourier-Reihen	I	29
Tafel der natürlichen Logarithmen	III	18
Tafel der Briggsschen Logarithmen	III	15
Logarithmische Einteilungen	II	9

C. Einheiten, Maße, Maßsysteme

Englische und amerikanische Einheiten	I	89
Zoll und Millimeter	I	92
Physikalische Maßeinheiten	I	90
Logarithmische Maße	I	7
Neper-Dezibel-Tafel	I	12

	Band	Seite
Logarithmische Einteilungen	II	9
Normreihen	II	10
Farbcode, allgemein	II	28
Photometrische Begriffe und Einheiten	I	198

D. Physik

Darstellung zeitlich sinusförmig verlaufender Wechselgrößen	II	54
Formeln für Felder	II	18
Photometrische Begriffe und Einheiten	I	198
Elektron im elektrischen und magnetischen Feld	I	132
Austrittsarbeit	III	91
Ionisierungsspannung	III	91
Elektrothermische Spannungsreihe	III	92
Elektrochemische Spannungsreihe	III	92
Naturkonstanten (Physikalische Konstanten)	III	93
Physikalische Eigenschaften von Germanium und Silizium	III	94
Magnetfeld-Arbeitsinhalt	II	36

E. Passive Bauelemente, Schwingkreise, Filter, Leitungen

Farbcode für Widerstände	II	29
Farbcode für Kondensatoren	II	30
Kapazität	I	112
Induktivität	I	93
Spulen- und Wicklungs-Eigenkapazität	I	102
Skin-Effekt	I	103
Doppelleitungen	I	106
Grundbegriffe der Hohlleitertechnik	II	83
Geschwindigkeiten und Wellenlängen in Hohlleitern	II	87
Beispiele für Wellen in Hohlleitern	II	90
Hohlleiter als Leitung	II	94
Hohlleiter-Verbindungselemente	II	97
Smith-Diagramm	II	42

	Band	Seite
Resonanzkreise	I	143
Temperaturunabhängige Resonanzkreisfrequenz	I	146
ZF-Bandfilter	I	151
Werte der Kreise und Bandfilter für Rundfunk- und Fernseh-Empfänger	I	158
Drahttabelle	I	196
Amerikanische und englische Drahtlehren	II	26

F. Transformatoren, Übertrager

Drahttabelle	I	196
Amerikanische und englische Drahtlehren	II	26
Netztransformator	I	181
NF-Ausgangsübertrager für Röhren-Endstufen	I	174
Bemessung des Vertikal-Transformators für PCL 85 mit der Ablenkeinheit AE 62/4	III	196

G. Vierpole, Ersatzschaltungen

Vierpole, Grundsätzliches	I	35
Zusammenschalten von Vierpolen	I	45
Vierpole in Matrizendarstellung	I	49
Art des Vierpols und Koëffizientenbedingungen	I	54
Vollständige Leitwert-Matrix eines Dreipols	III	21
Matrizen- und Determinantenrechnung	I	55
Die Röhre als aktiver Vierpol	I	214
Röhren-Eingangsleitwert	I	211
Steilheitsbegriffe	III	113
Leistungsverstärkungen	III	109
Generator als Ersatz-Spannungsquelle bzw. Ersatz-Stromquelle	III	98
Rauschende lineare Vierpole	III	122
Umrechnen zwischen Serien- und Parallelschaltung von Realteil und Imaginärteil einer Impedanz bzw. Admittanz	III	69
Zählrichtungen für Ströme und Spannungen	III	56

Band Seite

H. Rauschen

Rauschströme und Rauschspannungen ..... III 117
Rauschen und Rauschzahlen ..... II 69
Widerstand als Rauschquelle ..... II 76
Rauschen, das über die Antenne hereinkommt ..... II 80
Rauschen bei Signalübermittlung ..... II 67
Rauschende lineare Vierpole ..... III 122
Messung der Rauschzahl eines Vierpols ..... III 154
Das Rauschen einer Triodenstufe ..... III 131
Das Rauschen einer Pentodenstufe ..... III 146

I. Schaltungstechnik, allgemein

Physik der UKW- und Fernseh-Empfangs-Antennen ..... I 124
Feldstärke und Dipolspannung ..... III 111
Eingangsüberhöhung ..... I 129
Neutralisationsschaltungen ..... I 286
Gitterströme, Gitterableitwiderstand ..... I 208
Gittervorspannung durch Gitterableitwiderstand erzeugt ... III 175
Röhreneingangsleitwert ..... I 211
Reaktanzröhre ..... I 221
Gegenkopplungen in NF-Röhrenverstärkern ..... I 226
Stabilisieren des Anodenstromes steiler Röhren ..... II 132
Regeln steiler Röhren bei stabilisiertem Anodenstrom ..... II 138
Stabilisieren des Collector-Ruhestromes
von Transistor-Anfangsstufen ..... II 205
von NF-Treiberstufen ..... II 213
von Transistor-Endstufen für A-Betrieb ..... II 218
Transistor-Kennwerte für Emitterschaltung
aus Kennlinienfeldern ..... II 194
Formeln für ZF-Verstärker mit Transistoren ..... II 253

Band Seite

K. Meßtechnik, Meßgeräte

Rundfunkempfänger-Abgleichverfahren ..... II 154
Störspannungs- und Störstrahlungsmessungen
an Rundfunk- und Fernsehempfängern ..... III 168
Messung der Rauschzahl eines Vierpols ..... III 154
NF-Verstärkerdaten und ihre Messung ..... II 119
Messung der dynamischen Transistor-Kennwerte ..... I 342
Bestimmung der Transistor-Vierpolparameter
für HF bis etwa 30 MHz ..... III 240
Messen wichtiger Werte der Horizontal-Ablenk-Endstufe ... II 159
Die Anzeigeröhre EAM 86 und Anwendungsbeispiele
(Nullanzeige, Absorptions-Frequenzmesser) ..... III 182
EM 87 als Anzeigeröhre in einem Schwebungsnullanzeiger
und Signalverfolger ..... III 191
EM 87 als Anzeigeröhre in einem Windungsschlußprüfer ... III 194

L. Röhren und Halbleiter

Aufbau moderner Elektronenröhren ..... I 202
Hinweise für den Umgang mit Pico-Röhren ..... I 205
Pico-9-Röhren in Eingangsschaltungen 400...1000 MHz ..... II 141
PC 88, Pico-9-Röhre für 400...1000 MHz ..... III 164
Die Anzeigeröhre EAM 86 und Anwendungsbeispiele ..... III 182
Anzeigeröhre EM 87 ..... III 188
Einfluß der Betriebswerte auf die Lebensdauer
der Röhren 2C39A und 2C39BA ..... III 161
Die Röhre als aktiver Vierpol ..... I 214
Steilheitsbegriffe ..... III 113
Röhreneingangsleitwert ..... I 211
Das Rauschen einer Triodenstufe ..... III 131
Das Rauschen einer Pentodenstufe ..... III 146
Laufzeitröhren ..... I 241
Senderöhren-Kühlung ..... I 338

	Band	Seite
Transistor-Kennwerte für Emitterschaltung aus Kennlinienfeldern	II	194
Bestimmung der Transistor-Vierpolparameter für HF bis etwa 30 MHz	III	240
Beurteilen der Transistorgüte	II	197
Referenz-Dioden	III	250

M. Gasgefüllte Röhren mit Schaltungen

Glimmstrecken-(Röhren)-Spannungsstabilisator	I	383
Anwendungsbeispiele für die Vierstrecken-Spannungsstabilisator-Röhre ZZ 1030 (STV 500/0,1)	III	229
Relaisröhren mit kalter Kathode	II	168
Prinzipschaltungen mit Kaltkathoden-Relaisröhren	II	184

N. Photoelektronische Bauelemente und Schaltungen

Photometrische Begriffe und Einheiten	I	198
Photoelektronische Bauelemente	III	234

O. Stromversorgung

Erzeugen der Betriebsspannungen für Oszillographenröhren	I	322
Glimmstrecken-(Röhren)-Spannungsstabilisator	I	383
Anwendungsbeispiel für die Vierstrecken-Spannungsstabilisator-Röhre ZZ 1030 (STV 500/0,1)	III	229
Gesichtspunkte für den Entwurf von Gleichspannungswandlern	III	322
Gleichspannungswandler mit Transistoren für kleine Leistung	II	284
Eintakt-Gleichspannungswandler mit Parallel-Resonanzkreis	III	329
Gegentakt-Gleichspannungswandler	III	333
Gegentakt-Gleichspannungswandler in Verbindung mit Stabilisator	III	347
Referenz-Dioden	III	250

Band Seite

P. Akustik

Frequenzbereiche der Musikinstrumente und des Gesanges I 164
Lautstärken in Phon ..... I 165
Schallabstrahlung ..... I 166
Daten der NF-Signalquellen ..... III 106

Q. Magnetton-Technik

Magnetbandgeräte, Begriffserklärung und Klassen ..... II 107
DIN-Bezugsbänder für Magnetbandgeräte ..... II 113
Magnettonbänder ..... II 116
Entzerrung bei Magnetton-Aufnahme und -Wiedergabe .... II 108
Magnetton-Verstärker und Löschgenerator mit Transistoren.. III 313

R. Rundfunkempfänger-Misch- und Eingangsschaltungen

Mischschaltungen ..... I 276
Brückenschaltungen in selbstschwingender UKW-Mischstufe .. I 284
UKW-Teil für Batteriebetrieb mit D-Röhren ..... I 268
UKW-Teil mit Doppeltriode ECC 85 ..... I 272
UKW-Baustein mit zwei Transistoren ..... II 234
Selbstschwingende Mischstufe (und ZF-Verstärker)
mit Transistoren ..... I 350
KW-MW-Eingangsschaltung mit Transistoren ..... II 221
AM-Empfänger mit nur 2 Transistoren im HF-Teil ..... III 273
Subminiatur-Transistoren AF 128 und AC 129
in einem Kleinempfänger ..... III 291

S. HF- und ZF-Verstärkerschaltungen

Pico-9-Röhren in Eingangsschaltungen 400...1000 MHz ..... II 141
PC 88, Pico-9-Röhre für 400...1000 MHz ..... III 164
AM-Empfänger mit nur 2 Transistoren im HF-Teil ..... III 273
Formeln für ZF-Verstärker mit Transistoren ..... II 253

	Band	Seite
Neutralisationsschaltungen	I	286
ZF-Verstärkerstufe für AM- und FM-Rundfunkempfänger (mit Röhren)	I	293
ZF-Verstärker für 10,7 MHz und 470 kHz mit Transistoren	II	247
Transistor-AM-Empfänger mit ZF-Verstärker in Basisschaltung	III	283
Regelung eines mit Transistoren bestückten KW-MW-Empfängers	II	230
(Selbstschwingende Mischstufe) und ZF-Verstärker mit Transistoren	I	350
Subminiatur-Transistoren AF 128 und AC 129 in einem Kleinempfänger	III	291
Schwing- und Verstärkerstufen mit Koaxialkreisen für die Röhren 2 C 39 A und 2 C 40	I	260

T. Oszillatoren, Quarze, Generatoren, Sender

Oszillatorschaltungen mit Schwingkreisen	I	254
Oszillatorschaltungen mit RC-Phasenschiebern	I	255
Quarz-Oszillatorschaltungen mit Transistoren	III	267
Quarze für die Nachrichtentechnik	I	329
Sperrschwinger und Multivibrator	I	318
Schwing- und Verstärkerstufen mit Koaxialkreisen für die Röhren 2 C 39 A und 2 C 40	I	260
Überschlägiges Vorausberechnen eines Senders	I	247
Senderöhren-Kühlung	I	338

U. Modulatoren, Demodulatoren

Ringmodulator	I	326
Ratiodetektor mit Röhrendioden	I	296
Ratiodetektor mit Germanium-Dioden	I	300

V. NF-Verstärkerschaltungen

NF-Verstärkerdaten und ihre Messung	II	119
Daten der NF-Signalquellen	III	106

	Band	Seite
Gegenkopplungen in NF-Röhrenverstärkern	I	226
NF-Eintakt-Endstufen mit Röhren	I	304
Eirkanal-NF-Verstärker mit der ECL 86	III	224
Übergang von Eintakt auf Gegentakt in Röhrenschaltungen	I	306
NF-Gegentakt-Endstufen	I	310
Transistor-NF-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe	I	357
Tabelle für NF-Gegentakt-B-Endstufen mit Transistoren	III	296
Transistor-NF-Verstärker mit umschaltbarer Ausgangsleistung max. 0,4 W bzw. 1,8 W	III	300
Transistor-NF-Verstärker, transformatorlos, für hohe Wiedergabegüte	II	264
Verstärker mit Transistoren für Stereo-Wiedergabe	II	274
Subminiatur-Transistoren AF 128 und AC 129 (NF-Stufen) in einem Kleinempfänger	III	291

W. Fernsehempfänger-Schaltungen

Fernsehnormen	I	121
Pico-9-Röhren in Eingangs-Schaltungen 400...1000 MHz	II	141
PC 88, Pico-9-Röhre für 400...1000 MHz	III	164
Scharfabstimmung mit BA 101 im UHF-Tuner	III	263
Impuls-Abtrennschaltung mit der ECH 84	III	207
Sinus-Generatorschaltungen mit der ECH 84	III	214
Bemessung des Vertikal-Ausgangstransformators für PCL 85 mit der Ablenkeinheit AE 62/4	III	196
Vertikal-Ablenkschaltung mit Transistoren für 110°-Fernseh-Bildröhren	III	305
Messen wichtiger Werte der Horizontal-Ablenk-Endstufe	II	159
Sperrschwinger und Multivibrator	I	318